

АО «НАУЧНО-ПРОИЗВОДСТВЕННАЯ ФИРМА «МИКРАН»
ФГБОУ ВО «ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ»

УДК 621.382

На правах рукописи



ЮНУСОВ ИГОРЬ ВЛАДИМИРОВИЧ

РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ СВЕРХВЫСОКОЧАСТОТНЫХ
ГЕТЕРОСТРУКТУРНЫХ GAAS НИЗКОБАРЬЕРНЫХ ДИОДОВ И
МОНОЛИТНЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ НА ИХ ОСНОВЕ

Специальность 01.04.04 – «Физическая электроника»

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание ученой степени

кандидата технических наук

Научный руководитель:

доктор физико-математических наук, профессор

Кагадей Валерий Алексеевич

ТОМСК – 2017

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	5
ГЛАВА 1. Литературный обзор.....	12
1.1 Сверхвысокочастотные низкобарьерные диоды на основе полупроводников АЗВ5	12
1.2 Низкобарьерный диод на основе полупроводниковых переходов.....	30
1.2.1 Конструкция и принцип функционирования НДПП	30
1.2.2 Преимущества и недостатки НДПП.....	33
1.2.3 Нелинейная СВЧ модель НДПП	35
1.2.4 Монолитные интегральные схемы на основе НДПП	37
1.3 Способы ввода-вывода СВЧ сигнала сверхширокополосных монолитных интегральных схем.....	39
1.4 Выводы и постановка цели и задач исследования.....	41
ГЛАВА 2. Методы исследования	45
2.1 Методы теоретического исследования	45
2.1.1 Расчет конструкции полупроводниковой структуры НДПП	45
2.1.2 Исследование влияния величины обратного тока НДПП на характеристики детектора мощности СВЧ сигнала.....	46
2.1.3 Исследование характеристик детектора мощности СВЧ при использовании стандартной и уточненной моделей НДПП	46
2.1.4 Расчет и оптимизация конструкции ввода-вывода СВЧ сигнала МИС на основе сквозных металлизированных отверстий.....	47
2.2 Методы экспериментального исследования.....	48
2.2.1 Технологический маршрут изготовления МИС на основе НДПП	48
2.2.2 Измерение параметров НДПП по постоянному току	55

2.2.3 Исследование качества электрической изоляции контактных площадок на обратной стороне GaAs пластины	56
2.2.4 Измерение СВЧ параметров модельных НДПП и МИС детекторов мощности СВЧ сигнала на их основе.....	57
2.2.5 Калибровка величины СВЧ мощности на входе МИС детектора мощности.....	57
2.2.6 Монтаж сборок для исследования характеристик конструкции ввода-вывода СВЧ сигнала на основе сквозных металлизированных отверстий	61
ГЛАВА 3. Разработка и исследование гетероструктурного НДПП	63
3.1 Влияние величины обратного тока гомоструктурного НДПП на характеристики детектора мощности СВЧ сигнала	63
3.1.1 Влияние величины обратного тока НДПП на чувствительность по напряжению детектора мощности СВЧ сигнала	68
3.1.2 Влияние величины обратного тока НДПП на температурную стабильность выходного напряжения детектора мощности СВЧ сигнала	70
3.2 Природа обратного тока НДПП на основе гомоструктуры GaAs.....	72
3.3 Гетероструктурный НДПП.....	77
3.3.1 Раскрытие идеи и реализация	77
3.3.2 Исследование характеристик гетероструктурного НДПП и их сравнительный анализ с характеристиками гомоструктурного НДПП	83
3.4 Выводы.....	86
ГЛАВА 4. Уточненная нелинейная модель НДПП	88
4.1 Предпосылки к разработке уточненной нелинейной модели НДПП	88
4.2 Уточненная эквивалентная схема НДПП	89
4.3 Экстракция параметров уточненной эквивалентной схемы НДПП	92
4.4 Теоретическое исследование характеристик детектора мощности СВЧ при	

использовании стандартной и уточненной моделей НДПП.....	95
4.5 Верификация уточненной модели НДПП	100
4.6 Выводы.....	104
ГЛАВА 5. Монолитные интегральные схемы СВЧ и КВЧ диапазонов частот на основе НДПП.....	106
5.1 Монолитные интегральные схемы детекторов мощности СВЧ сигнала	106
5.2 Сверхширокополосный ввод-вывод СВЧ сигнала кристалла МИС на основе сквозных металлизированных отверстий в GaAs.....	114
5.2.1 Доработка технологии изготовления обратной стороны кристалла GaAs МИС	116
5.2.2 Разработка и оптимизация топологии согласующих элементов посадочного места платы и согласующих элементов МИС.....	118
5.2.3 Применение оптимизированной конструкции ввода-вывода СВЧ сигнала в МИС сверхширокополосного детектора проходящей мощности.....	123
5.2.5 Использование конструкции ввода-вывода сигнала на основе сквозных металлизированных отверстий в GaAs для применения в силовых GaN/Si транзисторах	128
5.3 Выводы.....	131
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	133
БЛАГОДАРНОСТИ.....	136
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	137
ПРИЛОЖЕНИЕ А. Патент на изобретение	150
ПРИЛОЖЕНИЕ Б. Акт внедрения.....	151

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность работы. Развитие техники сверхвысоких и крайне высоких частот (СВЧ и КВЧ) связано с потребностью в обработке постоянно усложняющихся радиосигналов и с расширением рабочего диапазона частот создаваемой аппаратуры. Это приводит к закономерному росту требований, предъявляемых к контрольно-измерительной аппаратуре СВЧ и КВЧ, и, в частности, к измерителям мощности сигналов.

Сверхширокополосные быстродействующие СВЧ и КВЧ измерители мощности с широким динамическим диапазоном обычно выполняются с использованием детекторного GaAs низкобарьерного диода на основе полупроводниковых переходов (НДПП). Существующая конструкция GaAs НДПП на основе гомоэпитаксиальной структуры не претерпела принципиальных изменений с 1980-х годов и имеет недостатки, влияющие на эффективность работы НДПП в составе измерителей мощности СВЧ сигнала, в частности, высокий обратный ток. Кроме того, расширение рабочего диапазона частот контрольно-измерительной аппаратуры до 110 ГГц требует реализации измерителей мощности с использованием детекторов мощности СВЧ в виде монолитных интегральных схем (МИС), что обеспечит повышение качества и снижение стоимости изделий, а также, в ряде случаев, саму возможность достижения заданных параметров аппаратуры.

В связи с этим, дальнейшее исследование и оптимизация конструкции НДПП, а также разработка и изготовление МИС сверхширокополосных детекторов мощности СВЧ сигнала на основе НДПП с рабочими частотами вплоть до 110 ГГц, являются актуальными задачами.

Цель работы. Проведение комплекса теоретических и экспериментальных исследований, направленных на разработку конструкции детекторного НДПП с улучшенными характеристиками на основе гетероструктур AlGaAs, разработку уточненной нелинейной СВЧ модели НДПП, а также создание на основе НДПП МИС сверхширокополосных детекторов мощности диапазонов СВЧ и КВЧ.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи:

1) исследовать причины высокого обратного тока GaAs НДПП на основе гомоэпитаксиальной структуры n^+ -GaAs/ p^+ -GaAs/ i -GaAs/ n^+ -GaAs, обусловленные конструкцией полупроводниковой структуры диода;

2) исследовать возможности создания НДПП с улучшенными характеристиками на основе гетеропереходов в полупроводниковых структурах АЗВ5;

3) разработать уточненную нелинейную модель НДПП, предназначенную для проектирования МИС, приборов и устройств в диапазоне от 0,01 до 110 ГГц;

4) разработать серийную технологию изготовления МИС диапазонов СВЧ и КВЧ на основе НДПП, изготовить МИС детекторов мощности и исследовать их характеристики;

5) разработать конструкцию ввода-вывода СВЧ сигнала МИС, обеспечивающую согласование МИС с трактом в сверхширокой полосе частот.

Методы исследований. При проведении исследований использовалось численное моделирование процессов переноса заряда в полупроводниковых структурах, численное моделирование электрических схем на основе апробированных моделей с применением систем автоматизированного проектирования. Для подтверждения расчетов проводились экспериментальные исследования, включающие измерения вольт-амперных характеристик, частотных характеристик выходного напряжения и параметров рассеяния МИС детекторов в диапазоне от 0,01 до 67 ГГц. Для определения параметров эквивалентной схемы диода использовался метод экстракции параметров из экспериментальных характеристик специально разработанных тестовых элементов.

Научная новизна работы.

1. Предложен способ формирования потенциального барьера в GaAs НДПП, основанный на одновременном использовании свойств p - n перехода и гетеропереходов InGaAs/GaAs, при реализации которого высота и ширина встроенного трапецевидного потенциального барьера в меньшей степени зависят от внешнего обратного напряжения по сравнению с потенциальным барьером

треугольной формы равной высоты, характерным для НДПП на основе гомоэпитаксиальной структуры $n^+ \text{-GaAs}/p^+ \text{-GaAs}/i \text{-GaAs}/n^+ \text{-GaAs}$, в результате чего НДПП характеризуется более низкой плотностью обратного тока во всем диапазоне обратного напряжения.

2. Предложен и реализован НДПП на основе гетероструктуры $n^+ \text{-GaAs}/n^+ \text{-In}_{0,25}\text{GaAs}/i \text{-In}_{0,25}\text{GaAs}/p^+ \text{-GaAs}/i \text{-GaAs}/n^+ \text{-GaAs}$, способный обеспечить за счет снижения плотности обратного тока более высокую чувствительность, а также более высокую температурную стабильность выходного напряжения детектора при высоких уровнях входной СВЧ мощности по сравнению с НДПП на основе гомоэпитаксиальной структуры $n^+ \text{-GaAs}/p^+ \text{-GaAs}/i \text{-GaAs}/n^+ \text{-GaAs}$ при равных величинах высоты потенциального барьера.

3. Предложена уточненная модель НДПП, обладающая более высокой точностью в диапазоне частот свыше 40 ГГц, в эквивалентной схеме которой линейное сопротивление в ветвях с выпрямляющими диодами, описывающими ВАХ НДПП при различной полярности включения, рассматривается в виде суммы двух компонент, одна из которых описывает сопротивление i слоя для соответствующей полярности включения НДПП, вторая описывает сумму сопротивлений остальных конструктивных элементов НДПП, а емкость НДПП представляется в виде единого элемента и включена параллельно с ветвями схемы, в которые входят выпрямляющие диоды, описывающие ВАХ НДПП при различной полярности включения, и соответствующие сопротивления i слоя.

4. Предложена методика экстракции параметров эквивалентной схемы уточненной нелинейной модели НДПП из экспериментальных низкочастотных и СВЧ характеристик набора специально разработанных тестовых элементов.

Практическая значимость полученных результатов.

1. Разработана технология изготовления дискретных GaAs гомо- и гетероструктурных НДПП, а также МИС на их основе, предназначенная для серийного производства МИС детекторов мощности СВЧ сигнала с рабочим диапазоном частот до 110 ГГц.

2. Создана нелинейная СВЧ модель НДПП, предназначенная для проектирования МИС, приборов и устройств в диапазоне от 0,01 до 110 ГГц.

3. Разработаны и освоены в производстве дискретные НДПП «ZB-27» и «ZB-28», а также МИС детекторов поглощаемой и проходящей мощности «MD901»...«MD911», применяемые в серийно выпускаемой АО «НПФ «Микран» СВЧ контрольно-измерительной аппаратуре (скалярные анализаторы цепей «P2М-04», «P2М-18», «P2М-40»; измеритель мощности СВЧ сигнала «МЗМ-18»; детектор «Д42-20»; генераторы СВЧ сигнала «Г7М-20», «Г7М-40»).

Научные положения, выносимые на защиту.

1. Одновременное использование p - n перехода и гетеропереходов InGaAs/GaAs в конструкции GaAs НДПП позволяет получить трапецевидный потенциальный барьер, высота и ширина которого в меньшей степени зависят от величины внешнего обратного напряжения по сравнению с потенциальным барьером треугольной формы равной высоты, характерным для НДПП на основе гомоэпитаксиальной структуры n^+ -GaAs/ p^+ -GaAs/ i -GaAs/ n^+ -GaAs.

2. НДПП на основе гетероструктуры n^+ -GaAs/ n^+ -In_{0,25}GaAs/ i -In_{0,25}GaAs/ p^+ -GaAs/ i -GaAs/ n^+ -GaAs обладает в 3-5 раз более низкой плотностью обратного тока во всем диапазоне обратного напряжения без ухудшения остальных параметров по сравнению с НДПП на основе гомоструктуры n^+ -GaAs/ p^+ -GaAs/ i -GaAs/ n^+ -GaAs при равных величинах высоты потенциального барьера.

3. Представление эквивалентной схемы НДПП в виде одного последовательно-параллельного включения элементов, в котором линейное сопротивление в ветвях с выпрямляющими диодами, описывающими поведение НДПП при различной полярности включения, рассматривается в виде суммы двух компонент, одна из которых описывает сопротивление i слоя для соответствующей полярности включения НДПП, вторая описывает сумму сопротивлений остальных конструктивных элементов НДПП, а емкость НДПП представляется в виде единого элемента и включена параллельно с ветвями схемы, в которые входят выпрямляющие диоды, описывающие поведение НДПП при различной полярности включения, и соответствующие сопротивления i -слоя, обладает более

высокой точностью в диапазоне частот свыше 40 ГГц по сравнению со стандартной эквивалентной схемой НДПП.

4. Для экстракции параметров уточненной эквивалентной схемы НДПП необходимо и достаточно иметь данные в виде низкочастотных характеристик и СВЧ параметров НДПП и двух его конструктивных аналогов, в первом из которых удалены все полупроводниковые слои, расположенные на катодном контактном слое, и омический контакт анода сформирован непосредственно к катодному контактному слою полупроводника, а во втором отсутствует металлический вывод анода.

Апробация результатов работы. Основные результаты работы доложены на 11 международных и 5 всероссийских конференциях:

- Международная научно-практическая конференция «Актуальные проблемы радиофизики» («АПР-2012», «АПР-2013»), г. Томск, Россия;
- Международная конференция молодых специалистов по микро/нанотехнологиям и электронным приборам («EDM 2011», «EDM 2012», «EDM 2013», «EDM 2014», «EDM 2015»), г. Новосибирск, Россия;
- Международная конференция «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии» («КрыМиКо-2011», «КрыМиКо-2014»), г. Севастополь;
- Всероссийская научно-техническая конференция «Твердотельная электроника. Сложные функциональные блоки РЭА» («Пульсар-2011», «Пульсар-2013»), г. Дубна, Россия;
- Всероссийская научно-техническая конференция «Микроэлектроника СВЧ», г. Санкт-Петербург, Россия;
- Общероссийская конференция «Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем» («СВЧ-2012»), г. Омск, Россия;
- Юбилейная научно-техническая конференция «СВЧ электроника. 70 лет развития», 2013 г., г. Фрязино, Россия;

- 15th Mediterranean Microwave Symposium, 2015, Lecce, Italy.

Публикации. Основные результаты диссертации опубликованы в 20 работах, в том числе 6 статей опубликованы в журналах, входящих в перечень ВАК; 1 патент РФ; 4 свидетельства о государственной регистрации топологии интегральной микросхемы.

Личный вклад автора. Диссертация является итогом исследований и работ, проведенных автором лично, а также совместно с сотрудниками АО «НПФ «Микран» и НОЦ «Нанотехнологии» ФГБОУ ВО «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники». Исследования, результаты которых представлены в диссертации, выполнены по инициативе автора.

Личный вклад автора включает анализ функционирования гомоструктурного НДПП и выявление природы его недостатков, предложение нового способа формирования потенциального барьера НДПП, предложение уточненной эквивалентной схемы НДПП и методики экстракции ее параметров, выбор методов исследования, численное моделирование полупроводниковых структур, измерение низкочастотных характеристик НДПП, численный расчет топологии МИС детектора поглощаемой мощности диапазона 0,01 до 67 ГГц, обработку и анализ результатов экспериментальных исследований.

В ходе совместной деятельности с сотрудниками АО «НПФ «Микран» были выполнены оптимизация топологий МИС детекторов проходящей и поглощаемой мощности диапазона от 0,01 до 50 ГГц, измерение СВЧ параметров и детекторных характеристик МИС, разработка технологического маршрута изготовления НДПП и МИС на их основе, разработка и оптимизация конструкции ввода-вывода СВЧ сигнала на основе сквозных металлизированных отверстий в GaAs.

Структура и объем диссертации. Диссертация состоит из введения, пяти глав, заключения, списка литературы и двух приложений. Объем работы составляет 151 страницу машинописного текста, включая 100 рисунков, 10 таблиц и список литературы из 109 наименований.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ в рамках соглашения №14.577.21.0204 от 27.10.15, уникальный идентификатор проекта RFMEFI57715X020.

В **первой главе** представлен анализ литературных данных по тематике исследования. В первом разделе рассмотрены варианты реализации СВЧ низкобарьерных диодов на основе полупроводников АЗВ5 с точки зрения их применения в составе измерителей мощности СВЧ сигнала. Во втором разделе рассмотрены вопросы, связанные с конструкцией, принципом функционирования, преимуществами и недостатками НДПП, нелинейной СВЧ моделью НДПП, а также проведен обзор существующих МИС на основе НДПП. В третьем разделе приведен обзор вариантов реализации ввода-вывода сигнала МИС. В заключительном разделе главы сформулированы цель и задачи работы.

Во **второй главе** рассмотрены методы теоретического и экспериментального исследования, использованные в настоящей работе.

В **третьей главе** представлены результаты разработки и исследования гетероструктурного НДПП. В первом разделе главы выполнен анализ влияния величины обратного тока НДПП на характеристики детектора мощности СВЧ сигнала при фиксированной высоте потенциального барьера. Во втором разделе приведены результаты исследования основных причин высокого обратного тока НДПП. В третьем разделе приведены результаты реализации гетероструктурного НДПП и исследования его характеристик.

В **четвертой главе** представлены результаты разработки уточненной нелинейной модели НДПП, предназначенной для проектирования МИС в диапазоне частот до 110 ГГц.

В **пятой главе** представлены результаты разработки МИС детекторов мощности СВЧ и КВЧ диапазонов частот на основе НДПП, а также результаты разработки оптимизированной конструкции ввода-вывода СВЧ сигнала на основе сквозных металлизированных отверстий в GaAs.

ГЛАВА 1. Литературный обзор

1.1 Сверхвысокочастотные низкобарьерные диоды на основе полупроводников A3B5

Выпрямляющие диоды являются основой различных классов устройств, функции которых включают умножение сигналов (смесители), генерацию гармоник (умножители), выделение огибающей (детекторы мощности), ограничение мощности сигнала (ограничители мощности) [1 – 3], что обуславливает их широкое применение в технике СВЧ и КВЧ различного назначения.

С точки зрения применения к числу важнейших параметров диода относится напряжение открывания V_F (англ. turn-on voltage). Параметр V_F по умолчанию относится к прямой ветви вольтамперной характеристики диода и равен напряжению, при котором достигается ток или плотность тока определенной величины (для тока, как правило, 1 мА). Данный параметр имеет существенное значение при создании аппаратуры с учетом ее функционального назначения, энергетических характеристик обрабатываемых сигналов или доступной мощности генератора.

В [4] приведен вариант классификации, в которой диоды условно разделены на группы в зависимости от высоты потенциального барьера (таблица 1.1). В качестве критерия классификации использована величина V_F при токе 1 мА, которая косвенно связана с эффективной высотой потенциального барьера диода ϕ_B . Классификация, приведенная в таблице 1.1, включает также типичные области применения диодов различных групп. Далее в настоящей работе термин «низкобарьерный диод» используется в отношении всех диодов с высотой потенциального барьера менее 0,25 В.

Диоды с наименьшей высотой потенциального барьера (V_F менее 0,25 В) применяют, в первую очередь, в детекторах мощности СВЧ сигнала [5 – 14]. Это обусловлено тем, что такие диоды способны эффективно детектировать сигнал

очень низкой мощности без подачи дополнительного прямого смещения, чего невозможно достичь при использовании диодов со средней или большой высотой потенциального барьера. Отказ от схемы прямого смещения обеспечивает компактность и простоту детектора, отсутствие дрейфа, флуктуаций и шумов, связанных с наличием источника питания.

Таблица 1.1 – Классификация диодов по величине эффективной высоты потенциального барьера (в соответствии с [4])

Тип диода (англ. термин)	Типичный диапазон V_F при прямом токе 1 мА, В	Мощность генератора, мВт	Применение
Диод с нулевым смещением (Zero Bias diode)	0,10 – 0,25	менее 0,1	Детекторы
Низкобарьерный диод (Low Barrier diode)	0,25 – 0,35	0,2 – 2	Смесители с малой мощностью гетеродина
Диод со средней высотой барьера (Medium Barrier diode)	0,35 – 0,50	0,5 – 10	Общего назначения
Диод с большой высотой барьера (High Barrier diode)	0,50 – 0,80	более 10	Широкий динамический диапазон

П р и м е ч а н и е – Мощность генератора – это СВЧ мощность, требуемая для реализации функции диода в аппаратуре.

С точки зрения детектора мощности СВЧ сигнала важным параметром детекторного диода на практике является видеосопротивление R_V (англ. Video

Resistance), величина которого вычисляется согласно формуле (1.1). Величина R_V связана с эффективной высотой потенциального барьера и площадью перехода диода, определяющими величину тока насыщения диода I_S [15].

$$R_V = \frac{nkT}{q(I + I_S)} + R_S, \quad (1.1)$$

где n – показатель идеальности ВАХ;

k – постоянная Больцмана, Дж/К;

T – абсолютная температура, К;

q – заряд электрона, Кл;

I – прямой ток через диод, А;

I_S – ток насыщения, А;

R_S – последовательное сопротивление потерь диода.

Согласно [16], для большинства детекторных применений оптимальными по чувствительности и шумовым параметрам являются диоды с величиной R_V от 0,5 до 5 кОм.

Вплоть до середины 1970-х годов в СВЧ аппаратуре дециметрового и сантиметрового диапазонов длин волн, в том числе в измерительной технике, активно применялись кремниевые диоды Шоттки с различной высотой потенциального барьера [16, 17]. Их применение в измерительной аппаратуре на практике было ограничено диапазоном частот до 18 ГГц, в некоторых случаях – диапазоном частот до 40 ГГц [4]. При этом во второй половине 1970-х годов в технике СВЧ назрела потребность повышения рабочего диапазона частот до 100 ГГц и более при уровнях обрабатываемой мощности СВЧ сигнала до 23-27 дБм. Удовлетворить данный комплекс требований в полной мере при условии сохранения и повышения экономической эффективности производства и качества изделий было возможно при реализации функциональных блоков аппаратуры в виде МИС. Однако использование традиционного материала – кремния – для решения назревших задач было невозможным в силу его электрофизических

свойств: кремний в качестве подложечного материала обладает высокой паразитной емкостью и достаточно высокой проводимостью, что приводит к ограничениям по максимальной частоте и максимальной мощности СВЧ сигнала.

Таким образом, преимущества использования материалов с более широкой запрещенной зоной для создания СВЧ МИС, например, арсенида галлия по сравнению с кремнием, были очевидны. Однако при этом было известно, что на основе арсенида галлия вследствие эффекта пиннинга уровня Ферми [18] только за счет подбора металла для контакта металл-полупроводник практически невозможно получить диод с управляемой высотой потенциального барьера. По этой причине разработка GaAs диодов с регулируемой высотой потенциального барьера стала актуальной научно-технической задачей.

В первых работах, направленных на управление эффективной высотой потенциального барьера диода Шоттки при фиксированной паре металл-полупроводник, была предложена конструкция диода, в которой использовалось легирование приповерхностного слоя полупроводника [16, 18 – 21]. Было показано, что варьировать эффективную высоту потенциального барьера при контакте заданных материалов возможно путем создания на поверхности полупроводника тонкого (порядка единиц-десятков нанометров) слоя с отличающейся как по типу, так и по величине объемной концентрации, легирующей примеси. При этом возможно достичь как уменьшения величины потенциального барьера, так и ее увеличения. Пояснения к уменьшению и увеличению высоты барьера Шоттки за счет легирования поверхностного слоя полупроводника приведены на рисунках 1.1 и 1.2, соответственно [18]. На данных рисунках использованы следующие обозначения: N_A и N_D – концентрации акцепторной и донорной примесей, соответственно; n_2 – концентрация донорной примеси в подложке; n_1 – концентрация донорной примеси в приповерхностном (контактном) слое; p_1 – концентрация акцепторной примеси в приповерхностном (контактном) слое; a – толщина приповерхностного легированного слоя; Δ – координата потенциального максимума; $\Delta\phi_B$ – изменение высоты потенциального барьера. Пунктирная линия соответствует рельефу зоны проводимости в случае,

при котором тип и концентрация примеси приповерхностного те же, что и в подложке.

В случае, приведенном на рисунке 1.1, уменьшение высоты потенциального барьера достигается за счет двух физических эффектов: действия сил зеркального изображения и эффекта туннелирования. Наиболее важным является эффект туннелирования, реализующийся за счет сужения потенциального барьера в приповерхностном слое полупроводника.

В случае, приведенном на рисунке 1.2, увеличение высоты потенциального барьера достигается за счет внедренной в приповерхностный слой полупроводника примеси противоположного типа проводимости. Диод остается при этом униполярным, поскольку поверхностная концентрация заряда в слое полупроводника противоположного типа проводимости подобрана таким образом, чтобы данный слой оставался полностью обедненным свободными носителями заряда.

Величина поверхностной концентрации заряда имеет порядок от 10^{12} до 10^{13} см^{-2} . Использование данного способа позволяет изменять высоту барьера более чем на 0,3 В для контакта металла с GaAs.

В работе [16] приведены результаты разработки МИС детектора мощности СВЧ сигнала для работы в диапазоне частот от 26 до 40 ГГц на основе диода с легированием приповерхностного слоя полупроводника. Авторы указывают на слабую контролируемость процесса получения необходимой высоты барьера Шоттки, а также на высокую чувствительность диодов и МИС к воздействию электростатического разряда. Данные свойства снижали выход годных изделий и ухудшали потребительские свойства как дискретных диодов, так и МИС на их основе.

Улучшение параметров диодов данного типа было достигнуто благодаря формированию сильно легированного слоя внутри эпитаксиальной структуры. На сегодняшний день дискретные GaAs диоды с приповерхностным легированным слоем полупроводника находят практическое применение в СВЧ технике миллиметрового диапазона длин волн [22, 23].

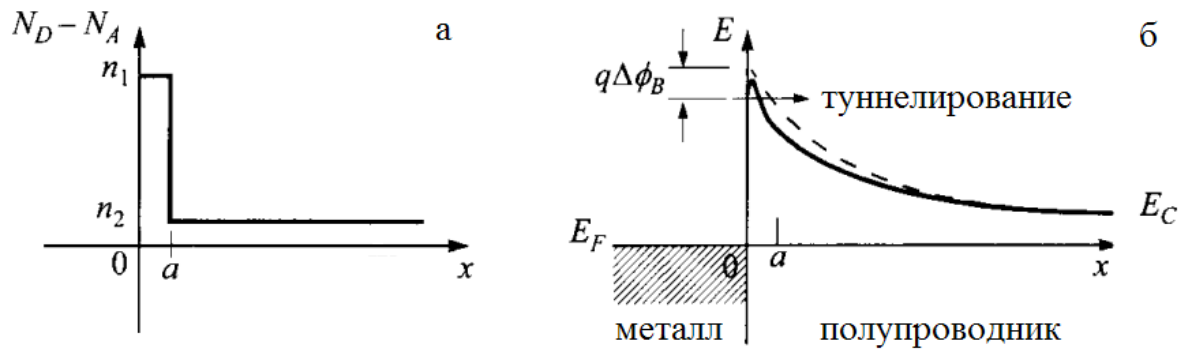


Рисунок 1.1 – Контакт Шоттки с уменьшенной высотой потенциального барьера:

а – зависимость концентрации легирующей примеси от координаты вглубь подложки; б – зонная диаграмма

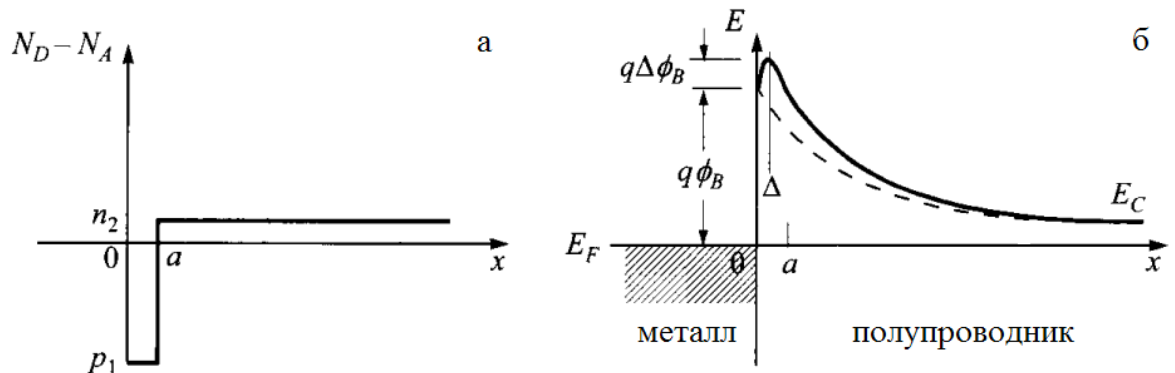


Рисунок 1.2 – Контакт Шоттки с увеличенной высотой потенциального барьера:

а – зависимость концентрации легирующей примеси от координаты вглубь подложки; б – зонная диаграмма

Принципиально другой тип униполярных диодов с управляемой высотой потенциального барьера, названных «кэмел-диоды» (англ. camel diode), был предложен позднее в [24, 25]. Данный тип диодов не содержит выпрямляющего перехода металл-полупроводник. Потенциальный барьер расположен внутри полупроводниковой структуры в области специально сформированных p - n переходов. Конструкция полупроводниковой структуры кэмел-диода на примере структуры $n^{++}-p^{+}-n^{-}$ схематично показана на рисунке 1.3,а. Зонная диаграмма диода в состоянии без приложения внешнего смещения, соответствующая

приведенной на рисунке 1.3,а конструкции, приведена на рисунке 1.3,б [24]. На данных рисунках использованы следующие обозначения: E_C – энергия дна зоны проводимости; E_V – энергия потолка валентной зоны; E_F – уровень Ферми.

Уровень легирования и толщина p^+ слоя кэмел-диода подбирается таким образом, что в состоянии термодинамического равновесия этот слой полностью обеднен дырками за счет загиба зон [24]. Принцип функционирования данной структуры приведен в [24] и сводится к следующему. Поскольку p^+ слой расположен между высоколегированным n^{++} слоем с одной стороны и слабо легированным n слоем с другой стороны, вершина потенциального барьера находится близко к границе p^+-n^- и при обратном смещении дополнительный пространственный заряд в обедненном слое подложки компенсируется перемещением вершины потенциального барьера к n^{++} контакту. С учетом высокого легирования p^+ слоя это движение будет незначительным и высота потенциального барьера по отношению к вырожденному n^{++} слою будет практически нечувствительна к обратному смещению. При прямом смещении наблюдается обратная ситуация: потенциальный максимум перемещается ближе к границе p^+-n^- и сопровождается незначительным ростом по отношению к уровню энергии в n^{++} слое, однако прямое смещение повышает энергию электронов в n слое, что вызывает экспоненциальный рост тока через барьер.

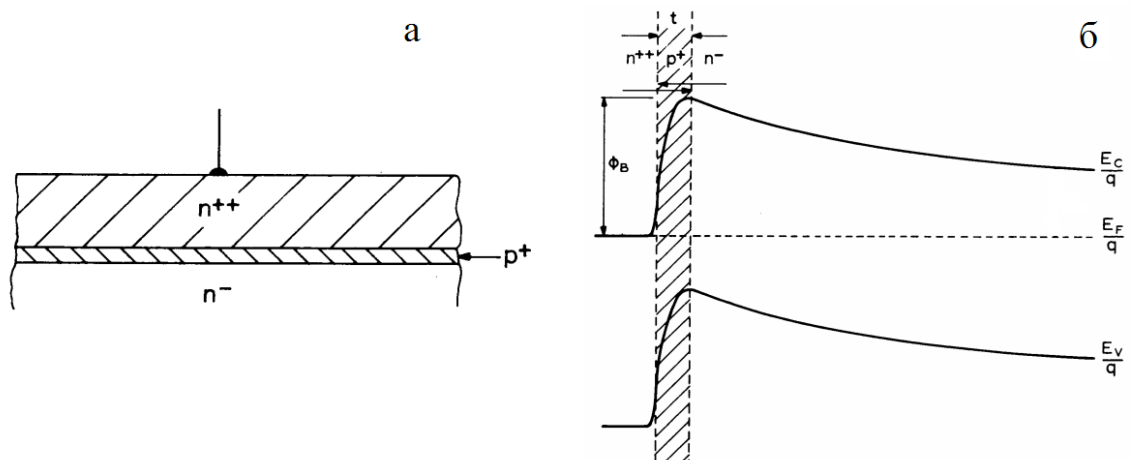


Рисунок 1.3 – Кэмел-диод: а – схематичная конструкция; б – зонная диаграмма

В работе [24] показано, что кэмел-диоду свойственна термоэмиссионная природа токопереноса, и прямая ВАХ может быть аппроксимирована стандартным выражением для диода Шоттки [18]. Также при исследовании переходных процессов в момент переключения диода с прямого смещения на обратное в работе [24] была экспериментально установлена униполярная природа тока данного типа диодов.

Изначально основной целью разработки кэмел-диода являлось создание функционального аналога диода Шоттки, электрические характеристики и воспроизводимость параметров которого не зависели бы от состояния поверхности полупроводника. При этом кэмел-диод не рассматривался в качестве детектора СВЧ сигнала. Не смотря на это, при исследовании кэмел-диода были установлены следующие важные для настоящего исследования факты. Во-первых, высота потенциального барьера могла контролируемо варьироваться в диапазоне от 0 В до величины, равной ширине запрещенной зоны полупроводника. Это осуществлялось за счет выбора степени легирования и толщин слоев полупроводниковой структуры. Во-вторых, токоперенос в кэмел-диоде имел униполярный характер, что позволяло его использовать на высоких и сверхвысоких частотах.

Развитие идеи кэмел-диода получило продолжение в первой половине 1980-х годов, когда была предложена конструкция низкобарьерного *nipin* диода, предназначенного для применения на сверхвысоких частотах [26 – 31]. В основе *nipin* диода лежал принцип функционирования, аналогичный принципу функционирования кэмел-диода. Основное отличие заключалось в том, что между *p* и *n* слоями полупроводниковой структуры были введены дополнительные *i* слои с собственной проводимостью, при этом конструкция полупроводниковой структуры соответствовала последовательности слоев $n^+ - i - p^+ - i - n^+$, как это показано на рисунке 1.4 [26].

Аналогично кэмел-диоду, p^+ слой с толщиной d_3 *nipin* диода полностью обеднен носителями заряда, что делает данный диод униполярным. Введение *i* слоев позволило гибко управлять положением потенциального максимума путем

выбора соотношения толщин d_1 и d_2 слоев с собственным типом проводимости (рисунок 1.4). За счет введения дополнительных i слоев появилась возможность управлять величиной удельной емкости перехода и, в частности, существенно ее снизить. При небольшой площади перехода данный тип диодов на основе GaAs стал перспективным прибором для применения на частотах до 100 ГГц и более.

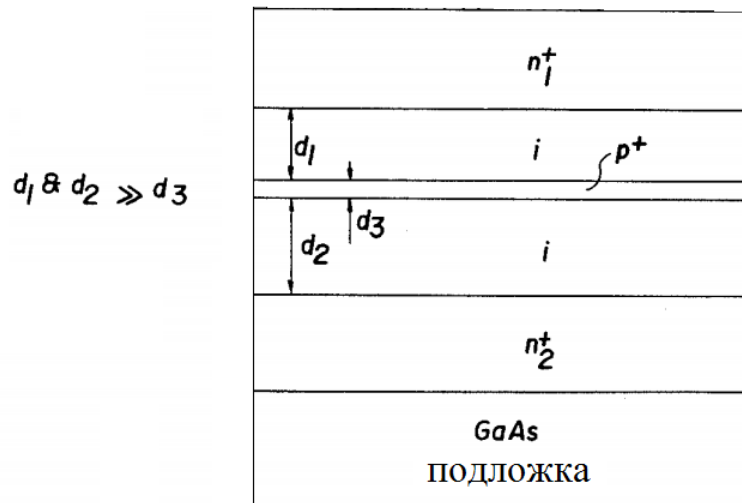


Рисунок 1.4 – Конструкция полупроводниковой структуры $nipi$ диода

Идеализированные зонные диаграммы $nipi$ диода при приложении прямого и обратного смещений при условии $d_1 < d_2$ приведены на рисунке 1.5 [26]. В состоянии термодинамического равновесия формируется треугольный потенциальный барьер с максимумом вблизи p^+ слоя. При прямом смещении на диоде, когда положительный потенциал приложен со стороны i слоя меньшей толщины, потенциальный барьер для электронов снижается. При обратном смещении барьер для электронов повышается. Таким образом, при неравенстве толщин i слоев ВАХ $nipi$ диода обладает асимметрией. Высота потенциального барьера в состояниях без смещения φ_{B0} , а также при приложении смещения φ_{B1} (со стороны слоя с толщиной d_1) и φ_{B2} (со стороны слоя с толщиной d_2) (см. рисунок 1.5) может быть определена с использованием выражений (1.2), (1.3) и (1.4), соответственно [26].

$$\varphi_{B0} = \frac{Q_p}{\varepsilon_s} \left(\frac{d_1 d_2}{d_1 + d_2} \right), \quad (1.2)$$

$$\varphi_{B1} = \varphi_{B0} + \left(\frac{d_1}{d_1 + d_2} \right) V, \quad (1.3)$$

$$\varphi_{B2} = \varphi_{B0} - \left(\frac{d_2}{d_1 + d_2} \right) V, \quad (1.4)$$

где Q_p – плотность пространственного заряда в p^+ слое, Кл/м²;

ε_s – диэлектрическая проницаемость полупроводника, Ф/м;

V – величина смещения на диоде, В;

d_1 и d_2 – толщины слоев, м.

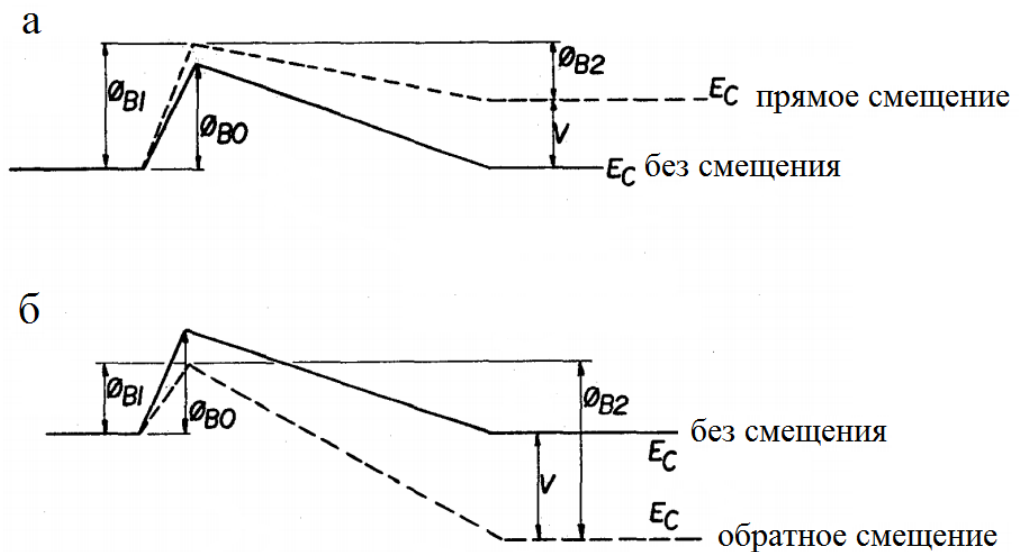


Рисунок 1.5 – Идеализированная зонная диаграмма *p-i-p* диода: а – при приложении прямого смещения; б – при приложении обратного смещения

Конструкция *p-i-p* диодов позволяет получать ВАХ с различной степенью асимметрии в зависимости от соотношения толщин d_1 и d_2 слоев с собственным типом проводимости (см. рисунок 1.6): от диодов с резко асимметричной ВАХ, аналогичных диоду Шоттки, до диодов с полностью симметричной ВАХ.

Указанное свойство конструкции *p-i-p* диода используется для получения

двух функционально различных полупроводниковых приборов в зависимости от соотношения толщин i слоев. В случаях, приведенных на рисунках 1.6,а и 1.6,б, ВАХ диода обладает асимметрией. Диоды с асимметричной ВАХ используются в качестве преобразовательного элемента в схемах детекторов мощности, а также смесителей сигнала СВЧ. В случаях, приведенных на рисунках 1.6,в и 1.6,г, *nipin* диод обладает нелинейной ВАХ с симметричными ветвями. Диоды с такой ВАХ используются вместо двух низкобарьерных диодов, включенных встречно-параллельно в схемах субгармонических смесителей [32 – 38].

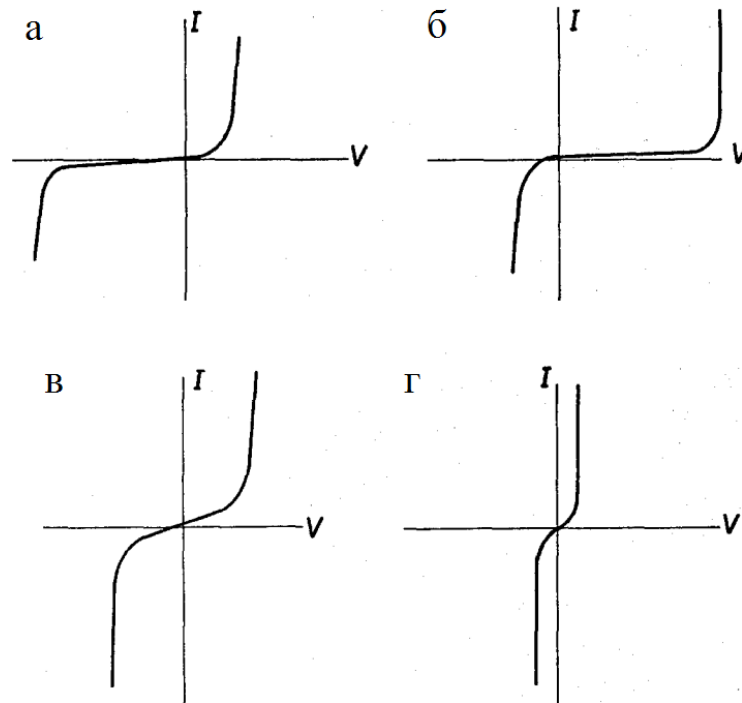


Рисунок 1.6 – Схематичное изображение возможных вариантов ВАХ *nipin* диода: а – при $d_1/d_2 < 1$; б – при $d_1/d_2 > 1$; в – при $d_1 = d_2$ и $\phi_b = 0,7$ В; г – при $d_1 = d_2$ и $\phi_b = 0,2$ В

Вариант *nipin* диода, при котором отсутствует один из слоев с собственным типом проводимости, был выделен в качестве отдельного типа диода и исследован в конце 1980-х годов [39]. Более подробно данный тип диодов обсуждается в разделе 1.2.

С развитием технологии эпитаксиального выращивания сложных полупроводниковых соединений АЗВ5 и полупроводниковых гетероструктур на

их основе СВЧ электроника получила возможности улучшения характеристик ряда известных полупроводниковых приборов, а также перспективы создания новых классов приборов [18].

Класс низкобарьерных СВЧ диодов, использующих в своей структуре тройные и более соединения на основе полупроводников A_3B_5 , развивался в двух основных направлениях:

1) разработка диодов с потенциальным барьером на основе контакта металла со сложными полупроводниковыми соединениями, характеризующимися меньшей по сравнению с GaAs величиной запрещенной зоны, например, с InGaAs. Данный подход позволил получать диоды Шоттки с потенциальным барьером меньшей величины по сравнению с диодами Шоттки на основе контакта металла с GaAs [17, 40 – 45].

В [40] исследованы возможности получения низкобарьерных диодов Шоттки на GaAs подложках с использованием контакта металла InGaAs. Исследованы диоды с различным содержанием In в контактном слое InGaAs. Представленные в работе результаты показывают, что при снижении высоты потенциального барьера за счет повышения доли In в контактном слое значительно увеличивается показатель идеальности ВАХ. Диоды с удовлетворительными значениями показателя идеальности имеют значение высоты потенциального барьера более 0,35 В и не могут быть использованы в качестве эффективных низкобарьерных диодов.

Ограничения по высоте потенциального барьера для диодов Шоттки такого типа подтверждены также в работе [41], в которой предложены диоды на основе контакта металла с гетероструктурой InAlAs/InGaAs на подложке InP, а также исследованы их характеристики. Основной целью использования данной гетероструктуры являлось ограничение тока насыщения диодов, что требовалось для улучшения параметров смесителей СВЧ на основе данных диодов. Приведено сравнение прямых ВАХ диодов на основе контакта металла и гетероструктур InAlAs/InGaAs с диодами на основе контакта металла и InGaAs. Все полученные диоды характеризовались высокими значениями показателя идеальности (1,5 и

более) при величине потенциального барьера более 0,4 В. В качестве детекторных СВЧ диодов данные диоды не рассматривались.

В работе [42] был предложен диод с пониженной высотой барьера с металлизацией барьерного контакта на основе нитрида тантала (TaN), сформированного к слою InGaP, выращенному на подложке GaAs. Данный диод был встроен в технологический процесс HBT/BiFET. Высота потенциального барьера полученного диода составила более 0,4 В, что также препятствует его применению в качестве низкобарьерного детекторного СВЧ диода.

2) разработка диодов, у которых потенциальный барьер формируется на основе одного или нескольких гетеропереходов между слоями различных сложных полупроводниковых соединений АЗВ5 за счет разрыва энергетических зон [41, 46]. Данный подход позволил получать диоды с величиной потенциального барьера практически от нуля вольт до величин, определяемых химическим составом слоев гетероструктуры.

В работе [41] предложена полупроводниковая структура InGaAs/InAlAs/InGaAs с малой толщиной слоев InGaAs и двумя контактами с омическим сопротивлением к высоколегированным контактными слоям гетероструктуры. Структура обладает симметрией относительно электродов и используется для нелинейного преобразования сигнала в субгармонических смесителях терагерцового диапазона.

В [46] описаны конструкция и принцип функционирования гетероструктурного низкобарьерного диода («heterojunction unipolar diode with low turn-on voltage») на подложке InP. Конструкция гетероструктуры схематично изображена на рисунке 1.7.

В частном случае, рассмотренном в [46], в качестве узкозонного полупроводника используется InGaAs, а в качестве широкозонного — InAlAs. Гетеропереход между высоколегированным n^+ слоем InAlAs и нелегированным i слоем InAlAs, обладающего большей шириной запрещенной зоны, создает разрыв энергетических зон, который выступает в качестве потенциального барьера для свободных носителей заряда в диоде. Асимметрия конструкции

полупроводниковой структуры диода относительно высоколегированных n^+ слоев, выступающих в качестве анода и катода, приводит к асимметрии ВАХ диода и возникновению у него выпрямляющих свойств.

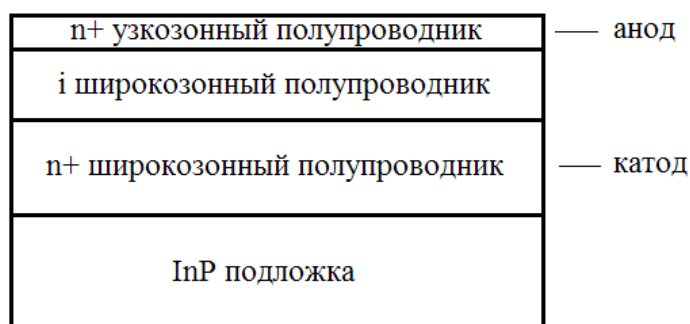


Рисунок 1.7 – Конструкция гетероструктуры низкобарьерного диода на подложке InP

Высота потенциального барьера может быть выбрана из непрерывного диапазона значений путем установления требуемого соотношения Al и Ga в рассмотренных слоях гетероструктуры (см. рисунок 1.8). Зонные диаграммы, соответствующие случаям без смещения, с прямым смещением и с обратным смещением, приведены на рисунках 1.9, 1.10 и 1.11, соответственно [46].

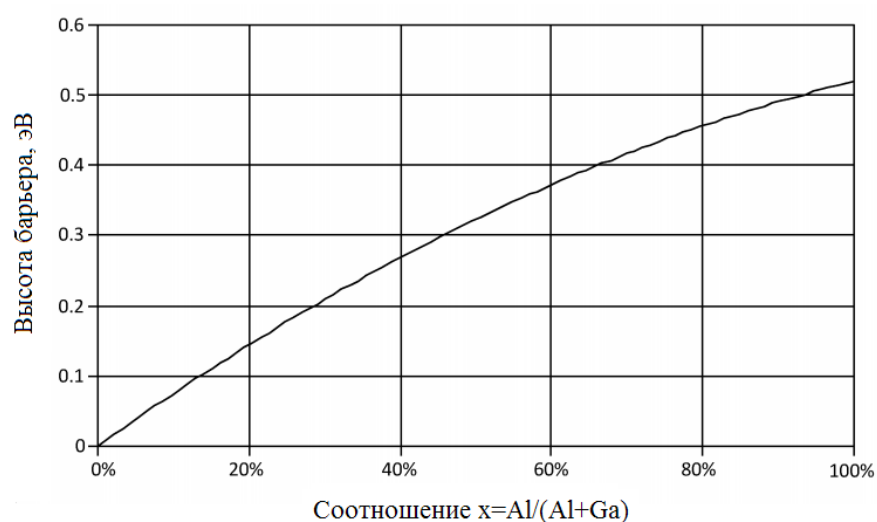


Рисунок 1.8 – Зависимость высоты потенциального барьера от соотношения Al и Ga в гетероструктуре InGaAs/InAlAs

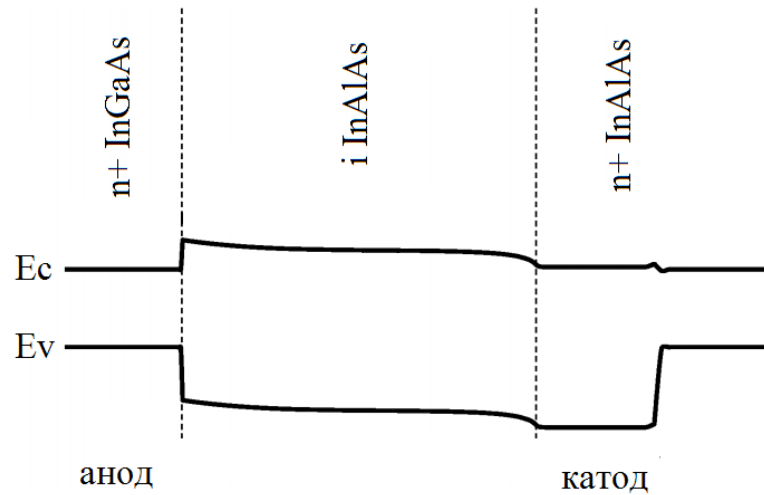


Рисунок 1.9 – Зонная диаграмма низкобарьерного диода на основе гетероструктуры n^+ -InGaAs/ i -InAlAs/ n^+ -InAlAs в состоянии без смещения

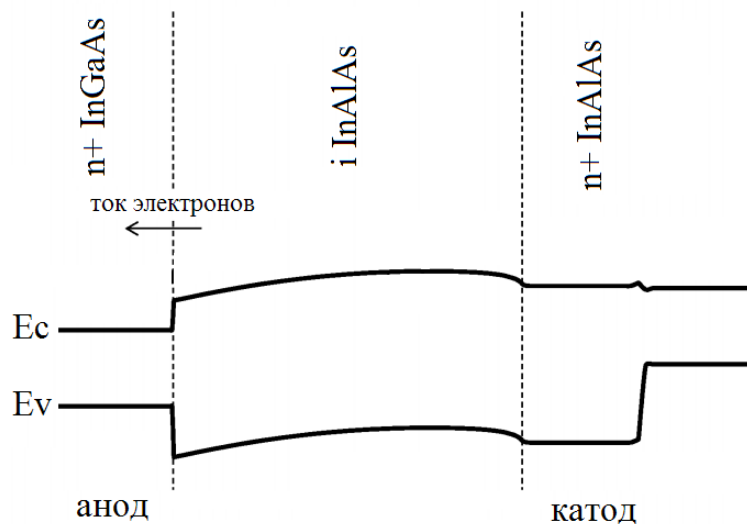


Рисунок 1.10 – Зонная диаграмма низкобарьерного диода на основе гетероструктуры n^+ -InGaAs/ i -InAlAs/ n^+ -InAlAs при прямом смещении

Данный тип диода может быть использован в качестве детектора мощности СВЧ сигнала, однако среди приведенных сведений отсутствуют данные о параметрах обратной ветви ВАХ и о диапазоне детектируемой входной мощности. Реализация данного диода предложена только для гетероструктур, сформированных на подложках InP, которые характеризуются более высокой стоимостью по сравнению с подложками GaAs.

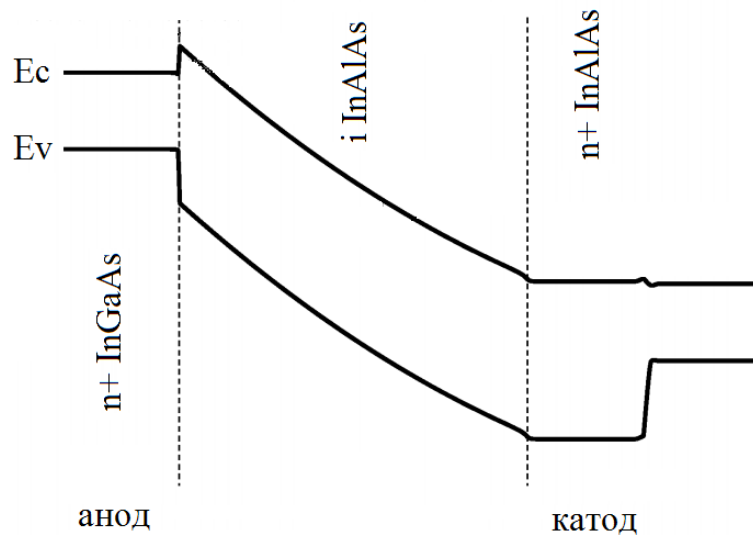


Рисунок 1.11 – Зонная диаграмма низкобарьерного диода на основе гетероструктуры $n^+-\text{InGaAs}/i\text{-InAlAs}/n^+-\text{InAlAs}$ при обратном смещении

В работе [47] разработано и исследовано несколько вариантов гетероструктур на основе гетероперехода $\text{AlGaAs}/\text{GaAs}$ в попытке применить концепцию, описанную в [46], для создания низкобарьерного диода на подложке GaAs . Сама идея использования гетероперехода $\text{AlGaAs}/\text{GaAs}$ для создания низкобарьерного диода была известна с конца 1980-х годов [18, 48], однако широкого практического применения при реализации низкобарьерных детекторных СВЧ диодов не получила. Один из вариантов гетероструктуры совместно с соответствующей зонной диаграммой приведен на рисунке 1.12 [47]. ВАХ диода, изготовленного на основе данной гетероструктуры, приведена на рисунке 1.13 [47]. Диоды на базе гетероперехода $\text{AlGaAs}/\text{GaAs}$, полученные в данной работе, обладают следующими недостатками: высоким сопротивлением потерь в прямом направлении (более 100 Ом), высоким значением показателя идеальности, а также сравнительно высоким обратным током при обратном напряжении свыше 2,5 В, что ограничивает его эффективное применение.

Помимо указанных выше двух основных подходов, известны также работы, в которых нелинейная ВАХ, схожая с ВАХ низкобарьерного диода, была получена с использованием свойств сверхрешетки [49]. В данной работе разработан диод на основе межзонного резонансного туннелирования в объеме сверхрешетки,

выращенной методом МЛЭ на подложке InP. Однако параметры представленных в работе приборов не позволяют использовать их в качестве эффективных детекторных диодов с высокой линейностью в широком диапазоне мощности СВЧ.

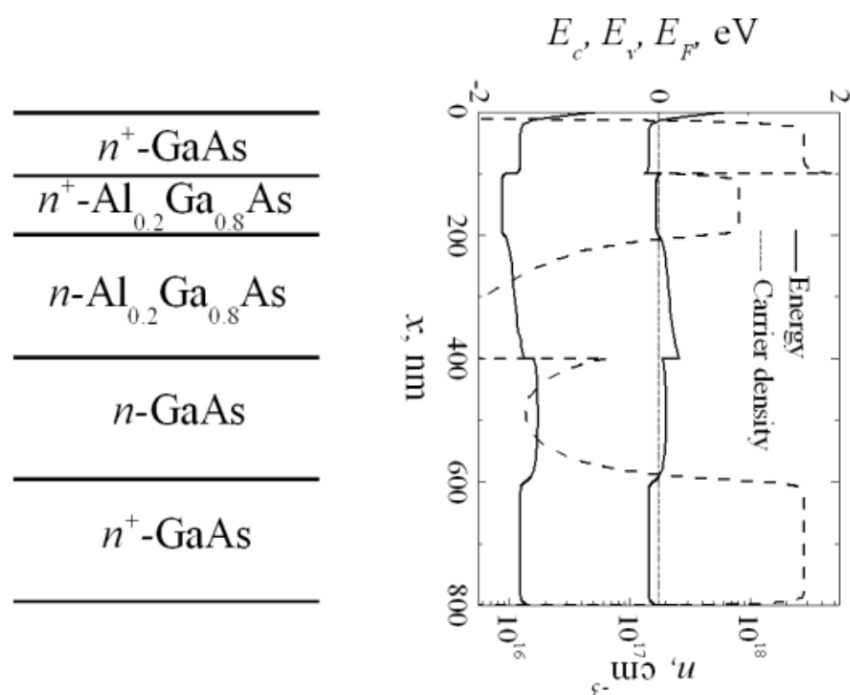


Рисунок 1.12 – Конструкция полупроводниковой структуры и зонная диаграмма низкобарьерного диода на основе гетеропереходов AlGaAs/GaAs

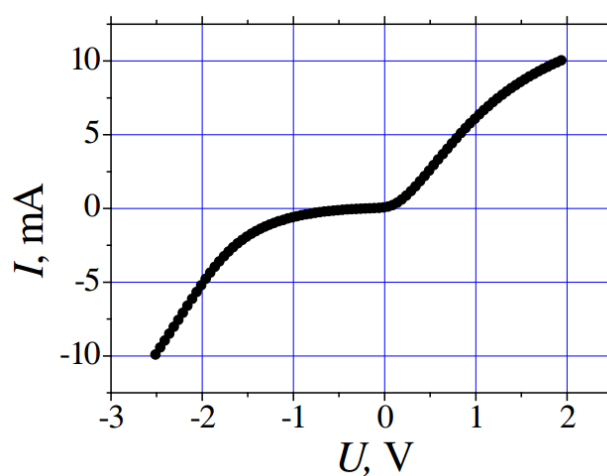


Рисунок 1.13 – ВАХ низкобарьерного диода на основе гетеропереходов AlGaAs/GaAs

Рассмотрим еще один, ранее не упомянутый класс СВЧ диодов – туннельные и обращенные диоды [18]. Высокое быстродействие данного типа диодов связано с низкой инерционностью процесса туннелирования и позволяет использовать данный класс диодов в качестве детекторов и смесителей сигнала в диапазонах СВЧ и КВЧ. Детекторы мощности СВЧ сигнала на основе туннельных диодов демонстрируют высокую чувствительность [50]. Однако вместе с тем они обладают и существенным недостатком, который ограничивает их применение в сверхширокополосных измерителях мощности с широким динамическим диапазоном входного СВЧ сигнала. Рабочий диапазон напряжения на прямой ветви ВАХ составляет величину менее 1 В. В качестве примера на рисунке 1.14 приведена прямая ВАХ современного туннельного СВЧ диода фирмы Ommic (Франция) [51], предназначенного для работы в диапазоне частот от 80 до 110 ГГц. Таким образом, туннельный СВЧ диод функционируют при максимальной входной мощности, не превышающей единиц милливатт, что приблизительно в 100 раз меньше максимальной рабочей входной мощности диодов Шоттки, *nipin* и *prin* диодов. Данное свойство туннельных диодов существенно сужает динамический диапазон детектора на их основе (приблизительно на 20 дБ) по сравнению с выпрямляющими диодами. По этой причине в рамках настоящей работы далее туннельный диод не рассматривается.

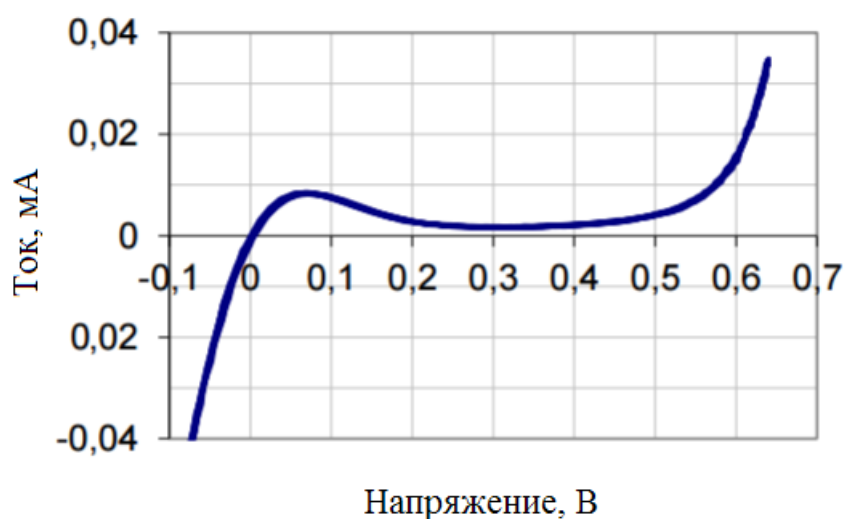


Рисунок 1.14 – Прямая ВАХ туннельного диода фирмы Ommic (Франция)

1.2 Низкобарьерный диод на основе полупроводниковых переходов

1.2.1 Конструкция и принцип функционирования НДПП

Как было сказано выше, одной из разновидностей низкобарьерного *nipin* диода является диод со структурой *n⁺pin*, в которой присутствует только один из слоев с собственной проводимостью [16, 39, 52 – 63]. Данный вид диода в зарубежной литературе имеет название *planar-doped-barrier diode (PDB diode)*. Далее в настоящей работе для указания на данный вид диода используется термин «низкобарьерный диод на основе полупроводниковых переходов», или НДПП, что, по мнению автора, наиболее точно отражает его основную конструктивную особенность.

НДПП может быть реализован как в виде дискретного элемента на проводящей или полуизолирующей подложках [64], так и виде элемента МИС на полуизолирующей подложке. Стандартная конструкция НДПП, сформированного на полуизолирующей GaAs подложке, изображена на рисунке 1.15 [39, 61]. НДПП состоит из меза-структуры, ограничивающей активную область диода и содержащей функциональные полупроводниковые слои диода, омических контактов анода и катода с соответствующими металлическими выводами, а также защитного диэлектрического покрытия.

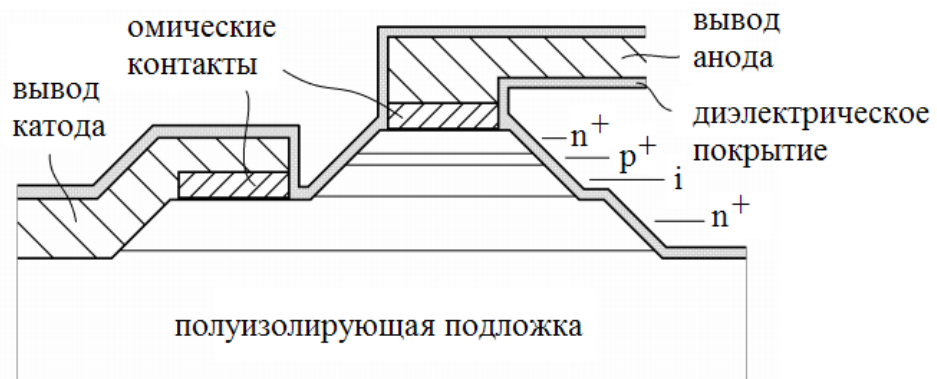


Рисунок 1.15 – Конструкция НДПП на полуизолирующей GaAs подложке

Высота потенциального барьера ϕ_b НДПП зависит от толщины p^+ слоя и уровней легирования эпитаксиальных слоев полупроводниковой структуры в соответствии с (1.5) [39].

$$\phi_b = \frac{qt^2}{2\epsilon_r\epsilon_0} \left(N_A + \frac{N_A^2}{N_D} \right), \quad (1.5)$$

где t – толщина p^+ слоя, м;

ϵ_r – относительная диэлектрическая проницаемость полупроводника;

ϵ_0 – диэлектрическая постоянная, $8,85 \times 10^{-12}$ Ф/м;

N_A – концентрация акцепторов в p^+ слое, м^{-3} ;

N_D – концентрация доноров в анодном n^+ слое, м^{-3} .

Зонная диаграмма полупроводниковой структуры НДПП для состояния без смещения, при прямом и обратном смещении схематично приведена на рисунке 1.16.

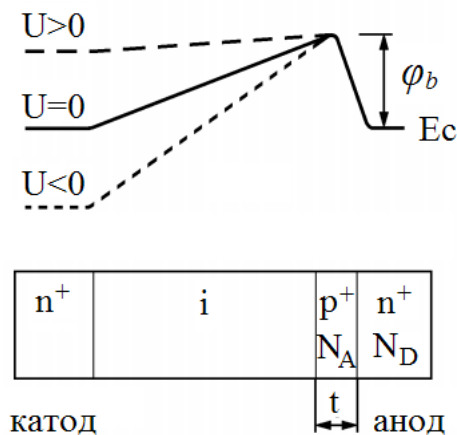


Рисунок 1.16 – Зонная диаграмма в состоянии без смещения ($U=0$), при прямом смещении ($U>0$) и при обратном смещении ($U<0$) и конструкция полупроводниковой структуры НДПП

Для описания функционирования НДПП могут быть использованы две основные модели токопереноса в полупроводниковой структуре [64]: в

соответствии с теорией термоэлектронной эмиссии или диффузионной теорией [18]. Обе модели хорошо описывают экспоненциальный характер ВАХ НДПП.

Описание прямой ветви ВАХ НДПП с учетом омического сопротивления диода по теории термоэлектронной эмиссии соответствует выражению (1.6).

$$I = SAT \cdot \exp\left(-\frac{q\phi_b}{kT}\right) \cdot \exp\left(\frac{q(U - I \cdot R_s)}{nkT}\right), \quad (1.6)$$

где S – площадь перехода, м^2 ;

A – постоянная Ричардсона для GaAs, $8,4 \times 10^4 \text{ А}/(\text{К}^2 \text{м}^2)$;

ϕ_b – высота потенциального барьера, В;

U – внешнее смещение на диоде, В.

Особенностью низкобарьерного диода по сравнению с другими выпрямляющими диодами является необходимость учета и описания обратной ветви ВАХ вследствие высокого обратного тока в рабочем диапазоне обратного напряжения. Согласно [64, 65], обратная ВАХ НДПП может быть успешно описана выражением (1.6) с учетом соответствующих параметров для обратной ветви ВАХ (ток насыщения I_s , показатель идеальности n , последовательное сопротивление потерь R_s). На рисунке 1.17 приведены в полулогарифмическом масштабе прямые и обратные ВАХ серийно выпускаемых НДПП с различной высотой потенциального барьера, из которых видно, что при малых значениях тока ВАХ демонстрируют экспоненциальный характер.

При работе НДПП в режиме детектирования СВЧ сигнала рабочая точка находится на обратной ВАХ, при этом максимальная входная мощность определяется величиной пробивного напряжения диода. Пробой НДПП происходит при величине обратного напряжения приблизительно от 4 до 6 В (при толщине i слоя около 300 нм) и носит характер резкого увеличения обратного тока за счет роста его туннельной компоненты [64].

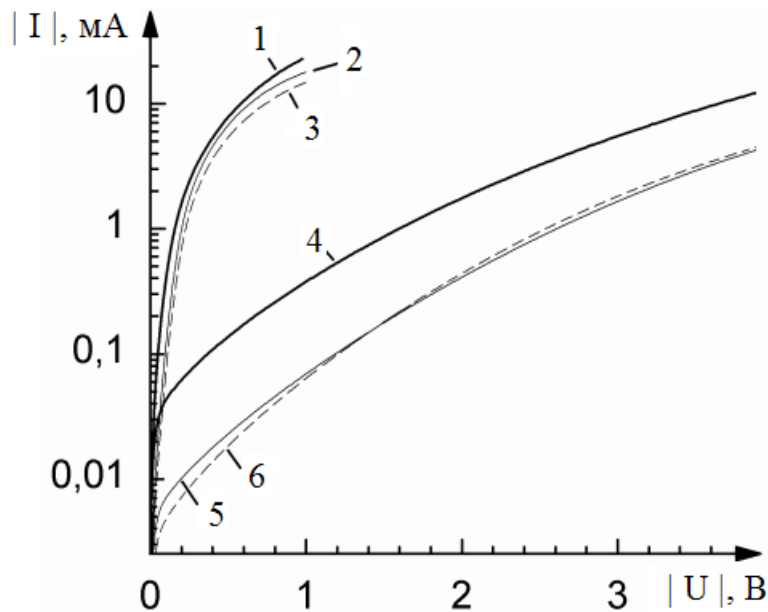


Рисунок 1.17 – ВАХ серийно выпускаемых НДПП [61]: 1 и 4 – диод ZB-27 (АО «НПФ «Микран», Россия); 2 и 5 – диод HSCN-9161 (Avago, США); 3 и 6 – диод MZBD-9161 (Aeroflex/Metelics, США)

1.2.2 Преимущества и недостатки НДПП

Использование НДПП в устройствах сверхширокополосного детектирования связано с рядом его преимуществ по сравнению с другими видами рассмотренных выше полупроводниковых диодов. В частности, по сравнению с низкobarьерными GaAs диодами Шоттки НДПП обладает следующими преимуществами [16, 57, 64, 66]:

- 1) более высокой стойкостью к воздействию электростатического разряда: до 2500 В при включении в обоих направлениях для НДПП по сравнению с (500-1500) В в прямом направлении и 300 В в обратном направлении для диодов Шоттки. При этом по максимальной входной мощности СВЧ сигнала НДПП не уступает GaAs СВЧ диодам Шоттки с большой высотой потенциального барьера;
- 2) более низкой чувствительностью к качеству обработки поверхности полупроводника в процессе изготовления диода, что реализуется за счет расположения потенциального барьера внутри полупроводниковой структуры;
- 3) более низким уровнем низкочастотных шумов по причине отсутствия

барьера на основе перехода металл-полупроводник;

4) более высокой линейностью детекторной характеристики за счет слабой зависимости емкости перехода от приложенного напряжения;

5) более высокой температурной стабильностью.

НДПП обладает следующими недостатками:

1) сравнительно высоким сопротивлением потерь R_S (несколько десятков ом), причиной которого является высокое сопротивление i слоя диода вследствие накопления пространственного заряда [64]. Величина R_S НДПП в несколько раз превышает сопротивление диода с барьером Шоттки с равной величиной емкости перехода. В ряде применений, например, при использовании НДПП для создания смесителей СВЧ сигнала, данное свойство может оказаться критичным вследствие связанного с ним повышения потерь преобразования и шума. Однако при применении НДПП для детектирования сигнала сравнительно большая величина R_S в ряде случаев положительно сказывается на характеристиках детектора;

2) большой величиной обратного тока в рабочем диапазоне обратного напряжения, сравнимой по величине с прямым током диода, о чем свидетельствуют ВАХ, приведенные на рисунке 1.18, для НДПП с высотой потенциального барьера 0,2 В [61].

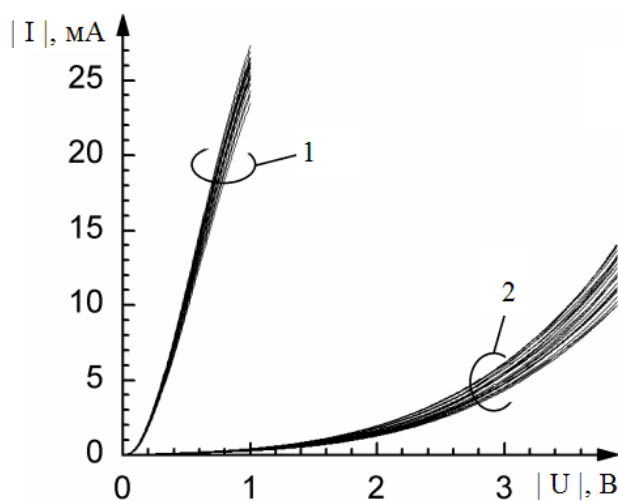


Рисунок 1.18 – ВАХ группы НДПП (объем выборки 25 штук) [61]: 1 – прямая ветвь; 2 – обратная ветвь

Высокий обратный ток может стать причиной ухудшения ряда характеристик детектора мощности СВЧ сигнала, однако на сегодняшний день в литературе не представлено исследований влияния величины обратного тока данного типа диодов на характеристики детектора мощности СВЧ сигнала, в частности, на чувствительность по напряжению при различных уровнях мощности сигнала, а также температурную стабильность выходного напряжения.

1.2.3 Нелинейная СВЧ модель НДПП

Используемые на практике СВЧ модели полупроводниковых приборов представляют собой эквивалентную схему замещения, элементы которой учитывают физические явления в функциональных областях прибора и имеют соответствующее математическое описание данных физических явлений. Это позволяет выполнять расчет токов и напряжений на выводах этих элементов. Нелинейные СВЧ модели базовых приборов (транзисторов, диодов и т. д.) являются необходимым условием для эффективного проектирования СВЧ аппаратуры и СВЧ МИС.

В литературных источниках [65, 67, 68] приведена нелинейная СВЧ модель НДПП, представленная на рисунке 1.19. Далее в настоящей работе для указания на данную модель используется термин «стандартная». Ранее было отмечено, что вследствие малой высоты потенциального барьера для НДПП характерна достаточно большая величина обратного тока в рабочем диапазоне обратного напряжения. Данная особенность диода отражена в его простейшей эквивалентной электрической схеме, приведенной на рисунке 1.19,а. Эквивалентная схема содержит два выпрямляющих элемента VD_f и VD_r , включенных встречно-параллельно, что позволяет описать протекание тока через НДПП в прямом и обратном направлениях, соответственно. Каждый из выпрямляющих элементов в составе простейшей эквивалентной схемы (VD_f и VD_r на рисунке 1.19,а) представляется в виде универсальной схемы замещения простейшего выпрямляющего диода [18], как показано на рисунке 1.19,б.

Элемент VD_f представляется схемой замещения, включающей резисторы r_{Jf} и R_{Sf} , а также конденсатор $C_J/2$. Сопротивление резистора r_{Jf} соответствует нелинейному сопротивлению p - n переходов и может быть рассчитано с использованием выражения (7). Сопротивление резистора R_{Sf} соответствует сумме линейных сопротивлений всех полупроводниковых слоев, не включенных в область потенциального барьера, омических контактов и металлических выводов катода и анода. Емкость конденсатора $C_J/2$ равна половине емкости последовательно включенных p - n переходов. Аналогичным образом с помощью резисторов r_{Jr} и R_{Sr} и конденсатора $C_J/2$ представляется элемент VD_r .

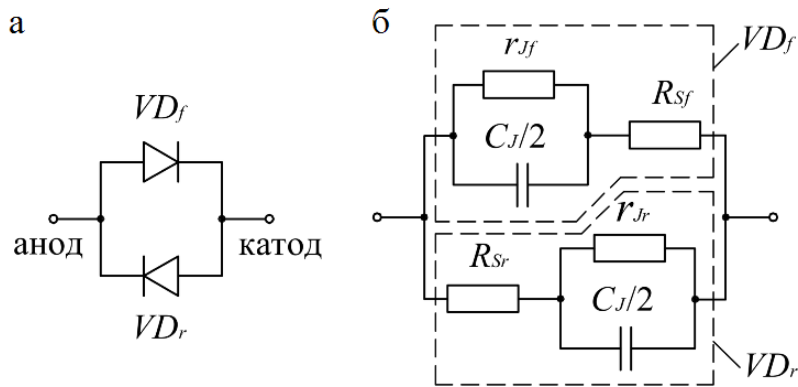


Рисунок 1.19 – Эквивалентная схема НДПП [65]: а – упрощенное представление; б – с учетом схемы замещения выпрямляющего диода

$$r_{Jf} = \frac{nkT}{qI_f}, \quad (7)$$

где I_f – прямой ток через диод, А, который рассчитывается согласно выражению (6).

В работе [69] рассмотрена упрощенная нелинейная модель НДПП, схема замещения которой аналогична элементу VD_f , (с учетом полной емкости перехода C_J вместо $C_J/2$) при этом отсутствуют элементы, описывающие обратную ВАХ диода. Приведено сравнение малосигнальных параметров НДПП с экспериментальными данными в диапазоне частот до 40 ГГц, которые показывают хорошее качественное и количественное совпадение по параметрам рассеяния.

В целом, в рассмотренной литературе отсутствуют исследования, направленные на верификацию приведенной выше нелинейной модели, а также данные экспериментальных измерений в частотном диапазоне выше 40 ГГц и при большом уровне сигнала (более 0 дБм) для НДПП с высотой барьера менее 0,25 В.

1.2.4 Монолитные интегральные схемы на основе НДПП

Дискретные НДПП на основе гомоэпитаксиальных структур выпускаются несколькими зарубежными компаниями (см., например [65]), при этом информация о современных МИС, производимых на основе НДПП, практически отсутствует.

Первые МИС на основе НДПП были разработаны и представлены в [52] в конце 1980-х годов одновременно с разработкой НДПП. Микроскопическое изображение семейства НДПП и МИС на основе НДПП представлено на рисунке 1.20. Данное семейство МИС включает образцы детекторов мощности СВЧ сигнала, предназначенных для работы в диапазоне до 40 ГГц.

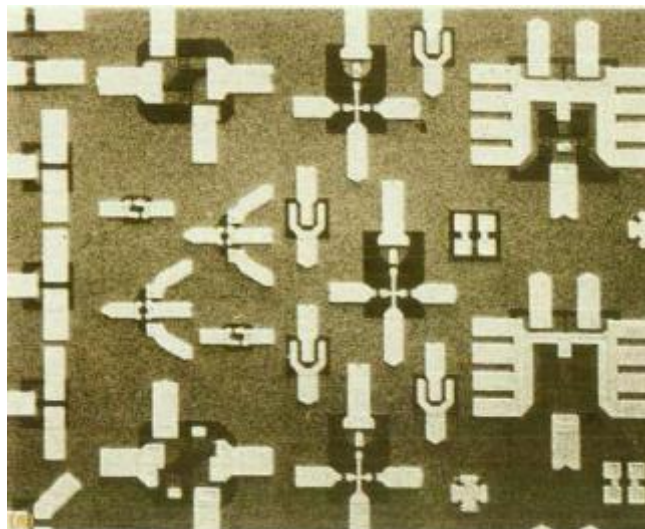


Рисунок 1.20 – Семейство НДПП и МИС на основе НДПП [52]

МИС обеспечивает преимущества по электрическим параметрам, скорости сборки и настройки аппаратуры по сравнению с гибридными микросборками на

основе дискретных компонентов уже начиная с частот 10-20 ГГц. При дальнейшем росте верхней границы рабочего диапазона частот эффективность устройств, реализованных в виде МИС, обладает существенным преимуществом по электрическим характеристикам по сравнению с гибридными сборками. Наиболее отчетливо это преимущество проявляется при создании детекторов мощности со сложной схмотехникой. Примером является современная СВЧ МИС детектора мощности с расширенным участком квадратичного детектирования [66], топология и схема электрическая принципиальная которой приведены на рисунке 1.21.

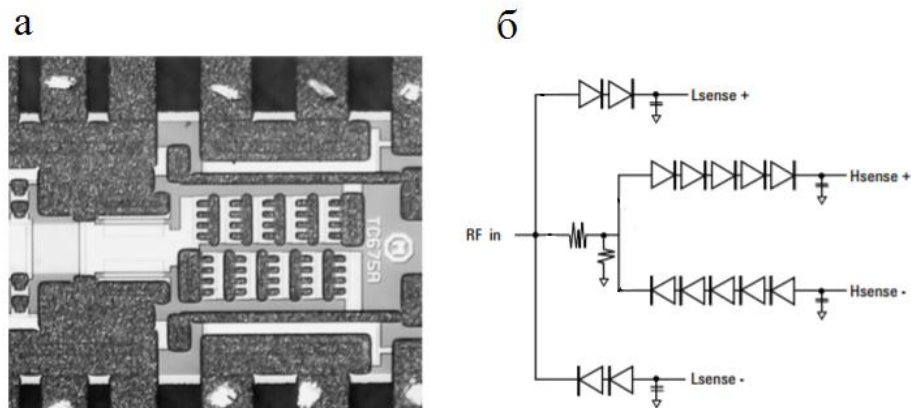


Рисунок 1.21 – МИС детектора мощности с расширенным участком квадратичного детектирования [66]: а – фрагмент топологии; б – схема электрическая принципиальная

Актуальность создания МИС детекторов мощности на основе НДПП в последние годы растет [70] в связи с широким освоением диапазона частот до 110 ГГц в измерительной аппаратуре и других областях техники СВЧ. Тем не менее, коммерчески доступные МИС детекторов мощности на основе НДПП отсутствуют. К настоящему времени компании, владеющие технологией изготовления МИС на основе GaAs НДПП, изготавливают МИС для производства только собственной конечной СВЧ аппаратуры. Также нет данных о возможности заказного изготовления МИС на основе НДПП в режиме foundry.

1.3 Способы ввода-вывода СВЧ сигнала сверхширокополосных монолитных интегральных схем

При создании СВЧ и КВЧ трактов на основе МИС возникает задача, связанная с обеспечением ввода обрабатываемого высокочастотного сигнала в МИС из тракта и последующего его вывода обратно в тракт. Решение данной задачи сводится к выбору подходящего способа электрического монтажа МИС, который обеспечивает заданный коэффициент отражения в рабочем диапазоне частот, т. е. условие согласования по СВЧ сигналу [71].

Известно несколько способов электрического монтажа СВЧ МИС в микрополосковый тракт или копланарный волновод аппаратуры [72 – 75]. К наиболее отработанным способам относятся:

- 1) монтаж МИС с балочными выводами методом термокомпрессионной сварки;
- 2) монтаж с использованием проволочных выводов;
- 3) flip-chip монтаж;
- 4) поверхностный монтаж с выводом сигнала через металлизированные отверстия в МИС.

Схематичное изображение данных способов монтажа приведено на рисунке 1.22. Цифрами на рисунке 1.21 обозначены: 1 – подложка (плата); 2 – СВЧ МИС; 3 – металлизация разводки на подложке (плате); 4 – балочный вывод СВЧ МИС; 5 – контактная площадка СВЧ МИС; 6 – проволочный вывод; 7 – шариковый вывод; 8 – металлизированное отверстие в МИС.

С точки зрения сверхширокополосного согласования в тракте требуется, чтобы элементы ввода-вывода СВЧ сигнала имели минимальные паразитные параметры и создавали неоднородности с минимальной протяженностью. При соблюдении данного условия возможно получить низкий коэффициент отражения сигнала во всем частотном диапазоне функционирования МИС. Такому требованию удовлетворяют конструкции, приведенные на рисунке 1.22,а, 1.22,в и 1.22,г. Монтаж с использованием проволочек (рисунок 1.22,б) имеет более

существенные ограничения по ширине полосы СВЧ согласования.

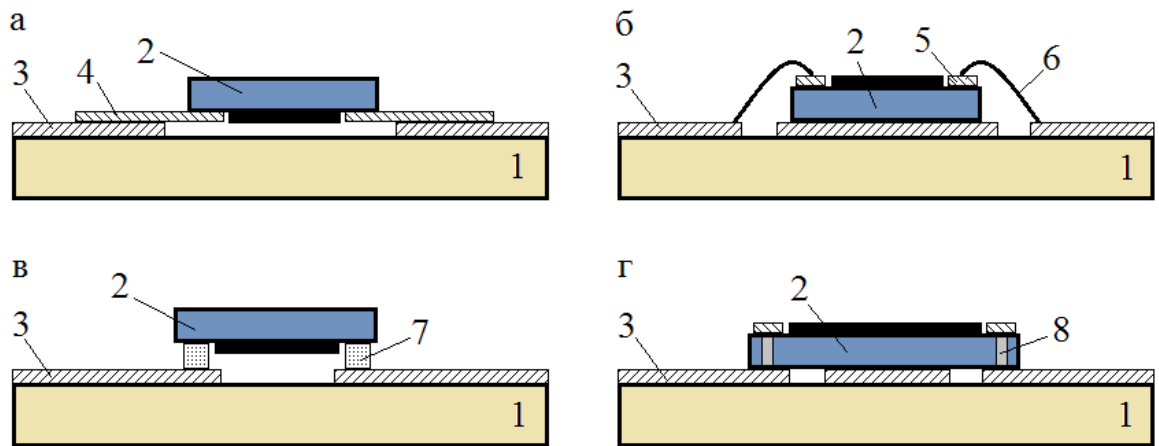


Рисунок 1.22 – Схематичное изображение основных способов электрического монтажа СВЧ МИС в тракт: а – монтаж МИС с балочными выводами методом термокомпрессионной сварки; б – монтаж с использованием проволоочных выводов; в – flip-chip монтаж; г – поверхностный монтаж с выводом сигнала через металлизированные отверстия в МИС

Монтаж СВЧ МИС на подложку (плату) способами, приведенными на рисунках 1.22,б и 1.22,г, обеспечивает наилучший теплоотвод за счет наличия контакта поверхности обратной стороны кристалла МИС с подложкой (платой).

Для конструкций, приведенных на рисунках 1.22,в и 1.22,г, имеется возможность реализации поверхностного монтажа, аналогичного применяемому для монтажа НЧ компонентов, без использования методов термозвуковой или термокомпрессионной сварки. Данное свойство позволяет упростить и унифицировать процессы сборки плат СВЧ аппаратуры, ускорить сборку и снизить себестоимость конечного изделия.

Проведенный анализ показывает, что способ поверхностного монтажа с выводом сигнала через металлизированные отверстия в МИС (рисунок 1.22,г) имеет минимальные паразитные параметры элементов ввода-вывода СВЧ сигнала, обеспечивает хороший теплоотвод за счет контакта обратной стороны кристалла МИС с подложкой. Таким образом, данный способ монтажа является одним из наиболее перспективных при создании СВЧ трактов аппаратуры,

функционирующей в сверхширокой полосе частот.

Конструкция с вводом-выводом сигнала на обратную сторону кристалла через металлизированные отверстия в МИС (рисунок 1.22,г) стала активно использоваться в 2000-х годах [73 – 76] и позволила также реализовать корпусирование МИС на пластине (например, «Wafer-scale Assembly (WSA)» компании Northrop Grumman Space Technology (США) или «WaferCap» компании Avago Technologies (США)). Существующие образцы микросхем с вводом-выводом высокочастотного сигнала через сквозные металлизированные отверстия демонстрируют, в первую очередь, преимущества, связанные с простотой и низкой стоимостью поверхностного монтажа. Не смотря на то, что существуют МИС с максимальной рабочей частотой до 30-40 ГГц [73, 76], на сегодняшний день практически отсутствуют данные как о возможностях применения данного конструктива с целью получения минимального коэффициента отражения в полосе частот с верхней границей более 40 ГГц, так и о применении данного конструктива для МИС на основе НДПП.

1.4 Выводы и постановка цели и задач исследования

Анализ рассмотренных в главе 1 литературных данных позволяет сделать следующие выводы.

1) СВЧ диоды с величиной потенциального барьера менее 0,25 В находят широкое применение при создании детекторов СВЧ сигнала низкой мощности, работающих без дополнительного внешнего смещения, а также смесителей СВЧ сигнала с низкой мощностью гетеродина.

2) К настоящему времени разработано несколько видов низкобарьерных диодов на основе полупроводниковых структур АЗВ5, к числу которых относятся: диоды Шоттки с легированием приповерхностного слоя полупроводника; диоды на основе полупроводниковых *p-n* переходов (НДПП); диоды Шоттки на основе контакта металла и полупроводника с меньшей, чем у GaAs шириной запрещенной зоны; диоды с потенциальным барьером на основе гетероперехода;

диоды с потенциальным барьером на основе сверхрешетки; туннельные диоды.

3) Использование полупроводниковых гетероструктур на основе сложных полупроводниковых соединений АЗВ5 предоставляет дополнительные возможности по конструированию новых и улучшению характеристик существующих приборов, в том числе низкобарьерных СВЧ диодов.

4) Одним из наиболее оптимальных приборов для применения в сверхширокополосных измерителях мощности СВЧ сигнала с широким динамическим диапазоном является НДПП. Конструкция полупроводниковой структуры НДПП позволяет задавать любую требуемую высоту потенциального барьера на этапе эпитаксиального наращивания полупроводниковой структуры.

5) НДПП имеет два основных недостатка. Первым недостатком является высокое омическое сопротивление диода в прямом направлении, которое в несколько раз превышает сопротивление диода Шоттки, обладающего сравнимой емкостью перехода. Данный недостаток приводит к ограничениям в применении НДПП, в частности, в смесителях сигнала, но при этом практически не ухудшает детекторных свойств НДПП. Вторым недостатком является высокий обратный ток, который может привести к ухудшению характеристик детектора на основе НДПП. В литературе отсутствуют работы, посвященные исследованию путей снижения обратного тока НДПП.

6) Представленная в литературных источниках нелинейная модель НДПП основана на использовании универсальной схемы замещения простейшего выпрямляющего диода, используемой при моделировании диода Шоттки. Однако НДПП по сравнению с диодом Шоттки имеет конструктивное отличие, заключающееся в том, что полупроводниковая структура НДПП содержит слой с собственной проводимостью. Данный слой определяет емкость перехода и имеет сравнительно высокое омическое сопротивление при протекании тока через НДПП в прямом и обратном направлениях. В литературе отсутствуют исследования, посвященные влиянию указанной конструктивной особенности на СВЧ характеристики НДПП и связанной с этим необходимостью учета данной особенности в его эквивалентной схеме.

7) Реализация СВЧ части детектора мощности в виде МИС на основе НДПП имеет высокую практическую значимость по двум основным причинам. Во-первых, МИС обеспечивает преимущества по электрическим параметрам, времени сборки и настройки конечной аппаратуры по сравнению с гибридными микросборками. Во-вторых, создание эффективных детекторов со сложной схемотехникой, включающей делители мощности, аттенюаторы и стеки диодов, становится возможным и целесообразным только в виде МИС.

8) Для внедрения и практического использования сверхширокополосных МИС, функционирующих в диапазоне частот до 50 ГГц и выше, требуется разработка подходящего способа электрического монтажа МИС в СВЧ тракт, который позволит получить низкий коэффициент отражения сигнала во всем частотном диапазоне. Одним из перспективных способов является использование конструкции ввода-вывода высокочастотного сигнала МИС через сквозные металлизированные отверстия на обратную сторону кристалла.

Целью настоящей работы является проведение комплекса теоретических и экспериментальных исследований, направленных на разработку конструкции детекторного НДПП с улучшенными характеристиками на основе гетероструктур АЗВ5, разработку уточненной нелинейной СВЧ модели НДПП, а также создание на основе НДПП МИС сверхширокополосных детекторов мощности диапазонов СВЧ и КВЧ.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи:

- 1) исследовать физические механизмы, приводящие к высокому обратному току GaAs НДПП на основе гомоэпитаксиальной структуры n^+ -GaAs/ p^+ -GaAs/ i -GaAs/ n^+ -GaAs и связанные с конструкцией полупроводниковой структуры диода;
- 2) исследовать возможности создания НДПП с улучшенными характеристиками на основе гетероструктур АЗВ5;
- 3) разработать уточненную нелинейную модель НДПП, предназначенную для проектирования МИС, приборов и устройств в диапазоне от 0,01 до 110 ГГц;

4) разработать серийную технологию изготовления МИС диапазонов СВЧ и КВЧ на основе НДПП, изготовить МИС детекторов мощности и исследовать их характеристики;

5) разработать конструкцию ввода-вывода СВЧ сигнала МИС, обеспечивающую согласование МИС с трактом в сверхширокой полосе частот.

ГЛАВА 2. Методы исследования

2.1 Методы теоретического исследования

2.1.1 Расчет конструкции полупроводниковой структуры НДПП

Расчет и оптимизация параметров полупроводниковой структуры НДПП выполнялись в системе приборно-технологического моделирования TCAD Synopsys [77 – 79].

Для исследования была создана двумерная модель диода, позволяющая задавать геометрические размеры слоев эпитаксиальной структуры и конструктивных элементов диода, электрофизические параметры полупроводниковых материалов, включая степень легирования слоев. В модели НДПП для анода и катода в качестве контактов металл-полупроводник были использованы идеальные омические контакты. Площадь перехода диода при расчете была фиксирована и составляла 80 мкм^2 .

В процессе моделирования рассчитывались прямые и обратные ВАХ НДПП в диапазоне напряжений от минус 4 до 1 В, а также распределение электростатического потенциала в полупроводниковой структуре при значениях обратного напряжения на диоде, равных минус 4 В, минус 2 В, минус 1 В, а также при отсутствии напряжения.

При расчете использовались встроенные в TCAD Synopsys математические модели основных физических процессов транспорта носителей заряда [77 – 79]:

- а) модель зависимости подвижности носителей заряда от концентрации легирующей примеси;
- б) модель зависимости подвижности носителей заряда от величины электрического поля;
- в) модель рекомбинации носителей заряда через примесные центры;
- г) модель межзонной рекомбинации носителей заряда;
- д) модель туннелирования носителей заряда через потенциальный барьер.

В процессе исследования варьировались толщины, химический и мольный составы, а также уровни легирования слоев полупроводниковой структуры.

При оптимизации параметров полупроводниковой структуры в качестве критерия было взято условие достижения минимума величины обратного тока при величине обратного напряжения 4 В при соблюдении постоянства заданного дифференциального сопротивления НДПП в отсутствие напряжения.

Верификация модели НДПП выполнялась путем сравнения результатов расчета с соответствующими экспериментальными ВАХ НДПП.

2.1.2 Исследование влияния величины обратного тока НДПП на характеристики детектора мощности СВЧ сигнала

Исследование влияния величины обратного тока НДПП на характеристики детектора мощности СВЧ сигнала выполнялось в программной среде AWR Microwave Office [80].

Была создана модель НДПП в виде схемы замещения, верификация которой была проведена путем сравнения расчетных и экспериментальных ВАХ НДПП. Верифицированная модель НДПП использовалась при создании модели амплитудного детектора СВЧ сигнала, представленного в виде схемы замещения.

В процессе исследования варьировалась величина обратного тока НДПП за счет изменения величины тока насыщения обратной ветви ВАХ НДПП в диапазоне от 1 до 200 мкА. При различных значениях тока насыщения обратной ветви ВАХ НДПП для модели амплитудного детектора рассчитывались зависимость чувствительности по напряжению от входной мощности и зависимость выходного напряжения от температуры.

2.1.3 Исследование характеристик детектора мощности СВЧ при использовании стандартной и уточненной моделей НДПП

Исследование характеристик детектора мощности СВЧ при использовании

стандартной и уточненной в рамках выполнения настоящей диссертационной работы моделей НДПП выполнялись в программной среде AWR Microwave Office.

Для выполнения исследования была создана модель амплитудного детектора СВЧ сигнала, представленного в виде схемы замещения. При расчете в составе модели детектора были последовательно использованы стандартная и уточненная модели НДПП. Параметры моделей были получены из экспериментальных характеристик НДПП площадью 50 мкм^2 с высотой потенциального барьера 0,25 В в соответствии с предложенной в разделе 4.3 методикой.

В процессе исследования рассчитывались S -параметры и частотная характеристика выходного напряжения детектора в диапазоне частот от 1 до 110 ГГц.

Расчет и оптимизация топологии МИС детектора мощности, предназначенного для верификации уточненной модели НДПП, выполнялись в программной среде AWR Microwave Office с применением электромагнитного анализа.

Для расчета была создана модель МИС детектора мощности в микрополосковом исполнении на подложке GaAs толщиной 100 мкм с интегрированными НДПП, согласующим резистором и конденсаторами.

Расчет и оптимизация топологии МИС выполнялся с использованием стандартных библиотек элементов, а также моделей НДПП, созданных в результате обработки экспериментальных S -параметров в диапазоне от 0,01 до 67 ГГц и экспериментальных ВАХ НДПП.

В процессе исследования рассчитывались S -параметры и частотная характеристика выходного напряжения детектора в диапазоне частот от 1 до 67 ГГц.

2.1.4 Расчет и оптимизация конструкции ввода-вывода СВЧ сигнала МИС на основе сквозных металлизированных отверстий

Расчет и оптимизация конструкции ввода-вывода сигнала МИС через

сквозные металлизированные отверстия выполнялся в среде электрофизического моделирования CST Microwave Studio [81].

Для исследования была создана трехмерная модель сборки, состоящей из поликоровой подложки с копланарным волноводом (волновое сопротивление 50 Ом), в разрыв которого был установлен GaAs кристалл с микрополосковой линией (волновое сопротивление 50 Ом).

В процессе исследования рассчитывались S -параметры сборки в диапазоне частот от 1 до 67 ГГц.

2.2 Методы экспериментального исследования

2.2.1 Технологический маршрут изготовления МИС на основе НДПП

Гомо- и гетероструктурные НДПП, а также МИС на их основе, изготавливались с использованием базовых технологических процессов обработки GaAs [82, 83] на основе полупроводниковых структур, выращенных методом молекулярно-лучевой эпитаксии на подложке GaAs (кристаллографическая ориентация 100) диаметром 100 мм, в соответствии с технологическим маршрутом, приведенным ниже:

а) методом жидкостного химического травления полупроводниковой структуры по маске фоторезиста формировалась область базы диода. Схематичное изображение сечения полупроводниковой структуры после проведения данной операции приведено на рисунке 2.1.

б) методом электронно-лучевого испарения в вакууме формировалась многослойная металлизация омического контакта анода и катода по двухслойной фоторезистивной маске с последующим удалением методом «на взрыв» и вжиганием контактов (рисунок 2.2).

в) методом плазмохимического осаждения на поверхности структуры формировалось диэлектрическое покрытие Si_xN_y . Методом плазмохимического травления проводилось удаление полученного покрытия по фоторезистивной

маске (рисунок 2.3). Полученное покрытие выполняло функцию пассивирующего и защитного покрытия периферии базы диода.



Рисунок 2.1 – Схематичное изображение сечения полупроводниковой структуры после операции формирования области базы диода



Рисунок 2.2 – Схематичное изображение сечения полупроводниковой структуры после операции формирования металлизации омического контакта анода и катода



Рисунок 2.3 – Схематичное изображение сечения полупроводниковой структуры после операции формирования пассивирующего и защитного покрытия периферии базы диода

г) методом жидкостного химического травления полупроводниковой

структуры по маске фоторезиста формировалась межприборная изоляция. Схематичное изображение сечения полупроводниковой структуры после проведения данной операции приведено на рисунке 2.4.



Рисунок 2.4 – Схематичное изображение сечения полупроводниковой структуры после операции формирования межприборной изоляции

д) методом плазмохимического осаждения на поверхности структуры формировалось диэлектрическое покрытие Si_xN_y . Методом плазмохимического травления проводилось удаление полученного покрытия по фоторезистивной маске (рисунок 2.5). Полученное покрытие выполняло функцию дополнительной электрической изоляции между элементами металлической разводки и подложкой GaAs.

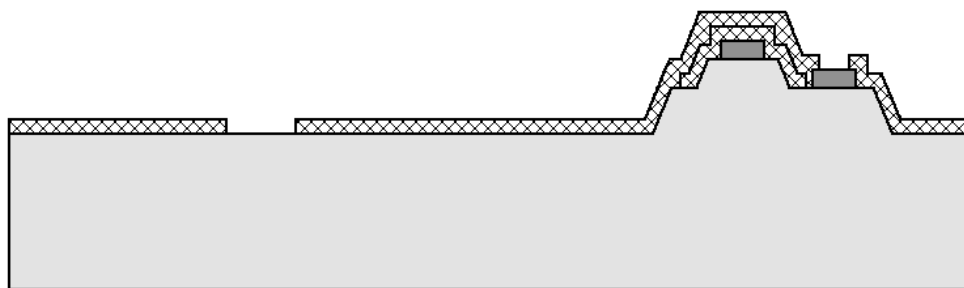


Рисунок 2.5 – Схематичное изображение сечения полупроводниковой структуры после операции формирования дополнительной электрической изоляции между элементами металлической разводки и подложкой GaAs

е) методом электронно-лучевого испарения в вакууме формировался

резистивный слой с удельным поверхностным сопротивлением 20 Ом/квadrat по двухслойной фоторезистивной маске с последующим удалением методом «на взрыв» (рисунок 2.6). Аналогичным способом формировался резистивный слой с удельным поверхностным сопротивлением 50 Ом/квadrat.

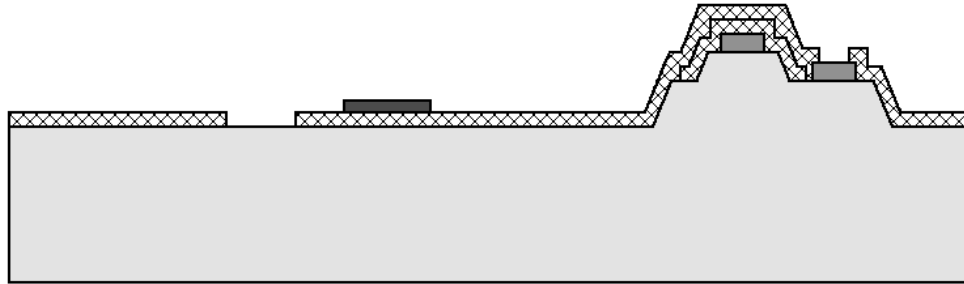


Рисунок 2.6 – Схематичное изображение сечения полупроводниковой структуры после операции формирования функционального слоя тонкопленочных резисторов

ж) методом электронно-лучевого испарения в вакууме формировалась металлизация по двухслойной фоторезистивной маске с последующим удалением методом «на взрыв» (рисунок 2.7). Полученная металлизация выполняла функции первого уровня электрической разводки схемы, вывода катода диода, а также нижней обкладки тонкопленочного металл/диэлектрик/металл (МДМ) конденсатора.

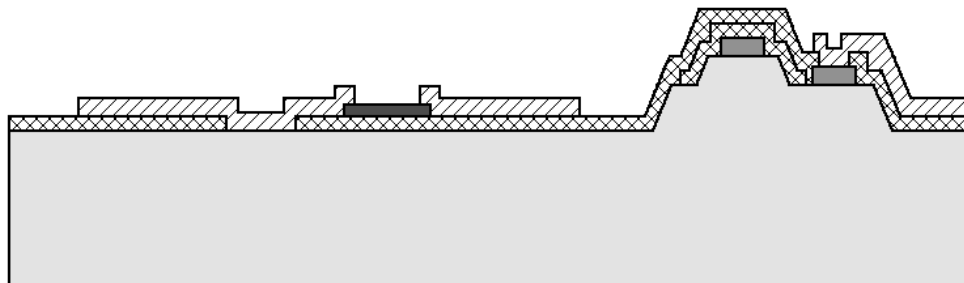


Рисунок 2.7 – Схематичное изображение сечения полупроводниковой структуры после операции формирования первого уровня электрической разводки

з) методом плазмохимического осаждения на поверхности структуры

формировалось диэлектрическое покрытие Si_xN_y . Методом плазмохимического травления проводилось удаление полученного покрытия по фоторезистивной маске (рисунок 2.8). Полученное покрытие выполняло функцию диэлектрического слоя в составе МДМ конденсаторов с удельной емкостью 400 пФ/мм^2 .

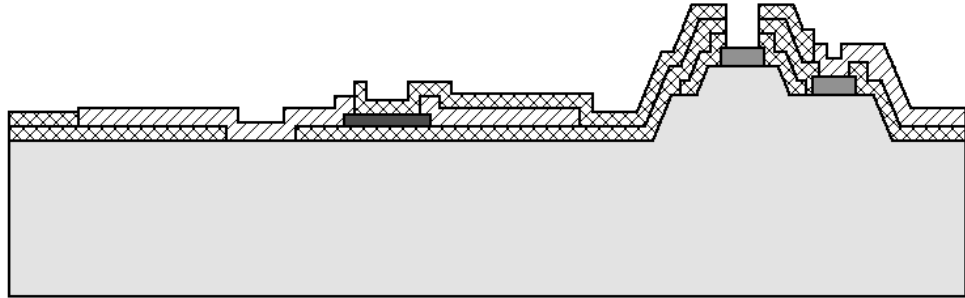


Рисунок 2.8 – Схематичное изображение сечения полупроводниковой структуры после операции формирования диэлектрика МДМ конденсатора

и) методом электронно-лучевого испарения в вакууме формировалась металлизация по двухслойной фоторезистивной маске с последующим удалением методом «на взрыв» (рисунок 2.9). Полученная металлизация выполняла функции второго уровня электрической разводки схемы и верхней обкладки тонкопленочного МДМ конденсатора.

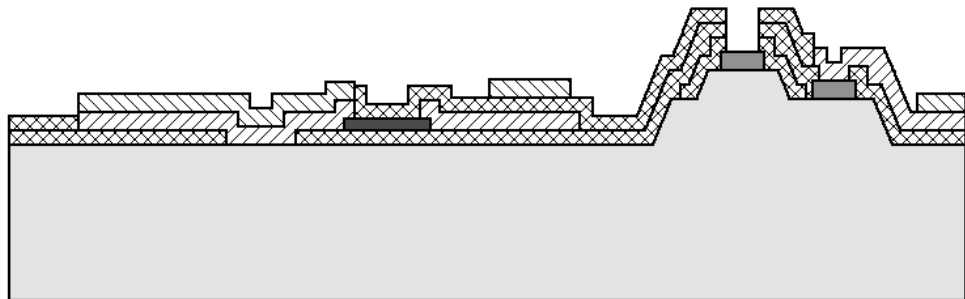


Рисунок 2.9 – Схематичное изображение сечения полупроводниковой структуры после операции формирования второго уровня электрической разводки

к) на предварительно нанесенном слое фоторезиста методом электронно-лучевого испарения в вакууме формировалась металлизация Ti/Au ;

формировалась фоторезистивная маска, определяющая области контакта гальванически осажденного слоя металлизации с напыленной металлизацией; методом электрохимического осаждения на поверхности формировался слой золота толщиной 3 мкм. Слои фоторезиста удалялись растворителями, слой Ti/Au удалялся методом жидкостного травления (рисунок 2.10). Полученная металлизация выполняла функции третьего уровня электрической разводки, мостов с воздушной изоляцией выводов анода и верхней обкладки конденсатора.

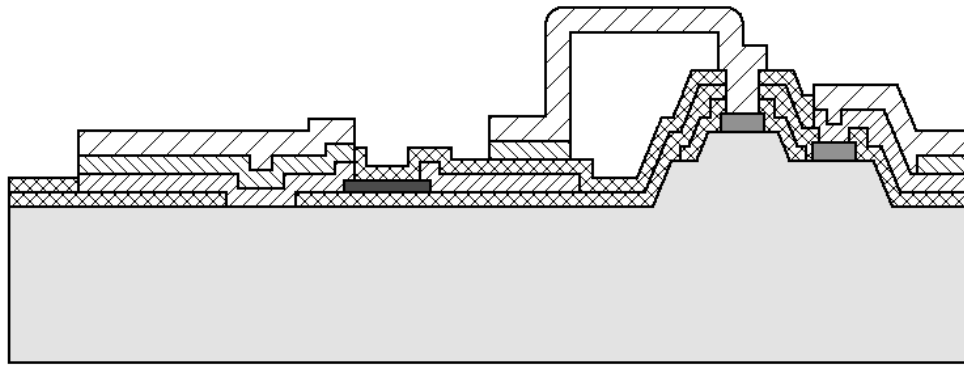


Рисунок 2.10 – Схематичное изображение сечения полупроводниковой структуры после операции формирования третьего уровня электрической разводки

л) методом плазмохимического осаждения на поверхности структуры формировалось диэлектрическое покрытие Si_xN_y . Методом плазмохимического травления проводилось удаление полученного покрытия по фоторезистивной маске (рисунок 2.11). Полученное покрытие выполняло функцию финишного защитного покрытия схемы.

м) после закрепления на временный твердый носитель посредством термосвязующего вещества методами шлифования и химико-механической полировки проводилось утонение полупроводниковой пластины до толщины 100 мкм. Методом реактивного ионного травления GaAs по фоторезистивной маске формировались отверстия к металлизированным площадкам на лицевой стороне полупроводниковой пластины (рисунок 2.12).

н) методом электрохимического осаждения Au на подслой химически осажденного никеля (Ni) формировалась металлизация обратной стороны

полупроводниковой пластины, включая сформированные ранее отверстия; по маске фоторезиста проводилось жидкостное химическое травление золота для повышения качества операции разделения пластины на кристаллы (рисунок 2.13).

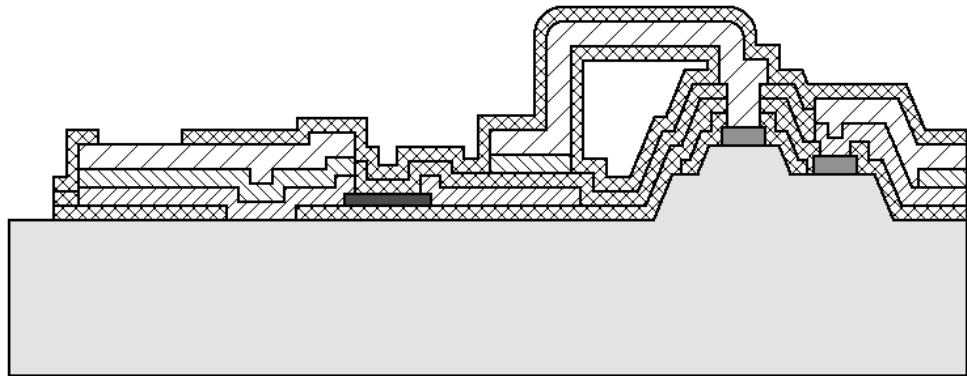


Рисунок 2.11 – Схематичное изображение сечения полупроводниковой структуры после операции формирования финишной пассивации

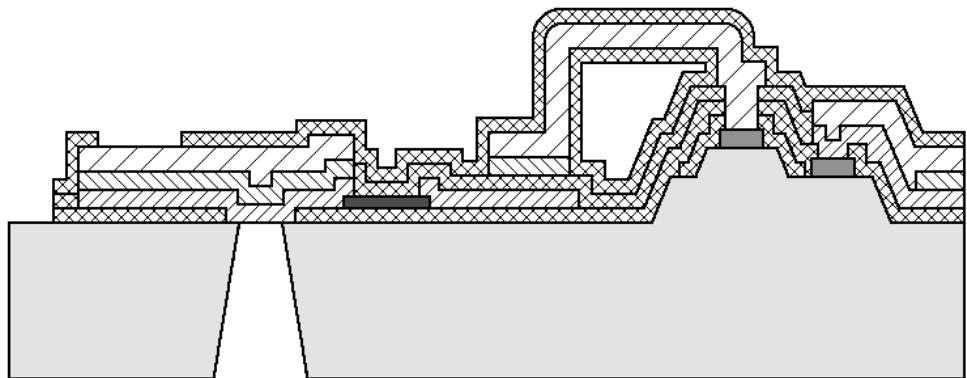


Рисунок 2.12 – Схематичное изображение сечения полупроводниковой структуры после операции формирования отверстий

Для изготовления МИС с вводом-выводом СВЧ сигнала через сквозные металлизированные отверстия стандартный технологический блок изготовления обратной стороны пластины был модернизирован так, как описано в разделе 5.2.

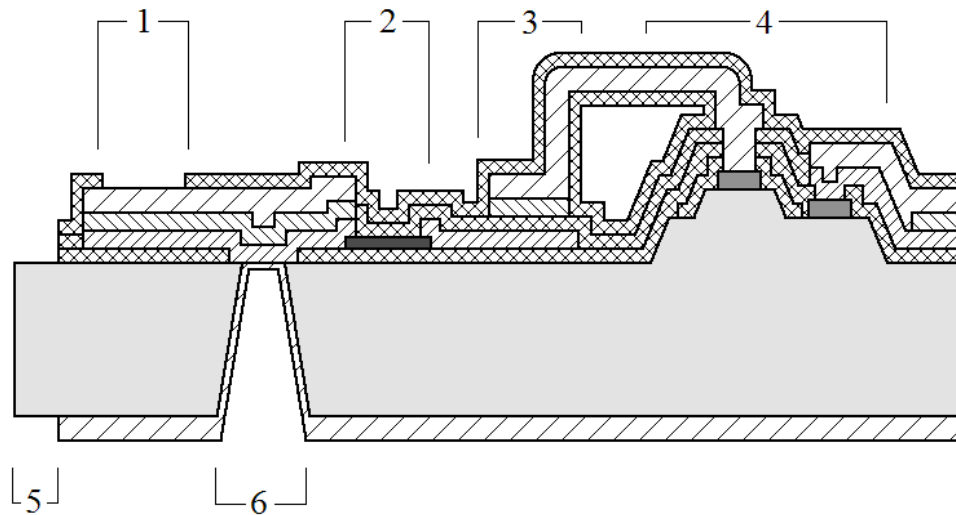


Рисунок 2.13 – Схематичное изображение сечения полупроводниковой структуры после операции металлизации обратной стороны и формирования дорожек реза: 1 – контактная площадка МИС; 2 – тонкопленочный резистор; 3 – тонкопленочный МД конденсатор; 4 – диод; 5 – дорожка реза пластины; 6 – металлизированное отверстие

2.2.2 Измерение параметров НДПП по постоянному току

Измерение прямых и обратных ВАХ НДПП выполнялось на неразделенной полупроводниковой пластине при комнатной температуре с использованием измерителя параметров полупроводниковых приборов Agilent B1500 и зондовой станции Suss PM5, оснащенной микроскопом, в диапазоне напряжений от минус 4 до 1 В, а также обратных ВАХ от 0 В до величины пробивного напряжения.

Измерение ВАХ диодов проводилось для выборки объемом не менее 50 диодов с последующим усреднением результатов по величине тока.

Дифференциальное сопротивление r_d (видеосопротивление R_v) диода вычислялось согласно выражению (2.1).

$$r_d = R_v = \frac{0,002}{I_1 - I_2}, \quad (2.1)$$

где I_1 – ток диода при величине прямого смещения 0,001 В, А;

I_2 – ток диода при величине обратного смещения 0,001 В, А.

Высота барьера НДПП вычислялась из тока насыщения прямой ВАХ согласно выражению (2.2).

$$\varphi_b = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{SAT^2}{I_{sf}} \right), \quad (2.2)$$

где I_{sf} – ток насыщения прямой ветви ВАХ.

Восстановление параметров прямой и обратной ветвей ВАХ моделей НДПП (тока насыщения I_s , последовательного сопротивления потерь R_s , показателя идеальности n) по экспериментальным данным, полученным в результате измерений на постоянном токе, проводилось с использованием возможностей среды AWR Microwave Office. В данной среде была создана модель НДПП, схема которой приведена на рисунке 1.19,б. Уточнение параметров проводилось методом подбора. В отличие от аналитического метода, основанного на решении системы уравнений из нескольких выражений (1.6) для нескольких точек ВАХ, использованный в настоящей работе метод позволяет при расчете параметров одной из ветвей ВАХ учитывать влияние тока насыщения ветви ВАХ противоположной полярности.

2.2.3 Исследование качества электрической изоляции контактных площадок на обратной стороне GaAs пластины

Исследование качества электрической изоляции контактных площадок на обратной стороне GaAs пластины выполнялось на неразделенной полупроводниковой пластине при комнатной температуре с использованием измерителя параметров полупроводниковых приборов Agilent B1500 и зондовой станции Suss PM5, оснащенной микроскопом, путем измерения ВАХ в диапазоне напряжений от 0 до 100 В и вычисления электрического сопротивления по закону

Ома для участка цепи.

Тестовые элементы на обратной стороне пластины представляли собой две изолированные контактные площадки размером (200×200) мкм², расположенные на минимальном расстоянии 100 мкм друг от друга. Проводилось измерение ВАХ не менее чем для 16 тестов, равномерно распределенных по площади пластины. Исследование проводилось не менее чем для 5 последовательно изготовленных пластин.

2.2.4 Измерение СВЧ параметров модельных НДПП и МИС детекторов мощности СВЧ сигнала на их основе

Измерение S-параметров НДПП и МИС детекторов мощности СВЧ сигнала выполнялось при комнатной температуре в диапазоне от 0,01 до 67 ГГц с использованием векторного анализатора цепей Agilent PNA-X N5247A и зондовой станции Suss PA200 на неразделенной полупроводниковой пластине.

S-параметры НДПП и других модельных тестовых элементов, полученные в результате измерений, подвергались обработке путем математического исключения подводящих линий в соответствии с методикой, описанной в работе [84].

При измерении динамических характеристик детекторов мощности выходное напряжение МИС измерялось с использованием мультиметра Keithley 2002. Частота входного сигнала фиксированного уровня мощности варьировалась в диапазоне от 1 до 67 ГГц с шагом 1 ГГц.

2.2.5 Калибровка величины СВЧ мощности на входе МИС детектора мощности

При измерении частотной зависимости выходного напряжения МИС детектора при фиксированном уровне мощности калибровка мощности СВЧ сигнала на входе МИС выполнялась в соответствии с алгоритмом, приведенным

ниже.

1) Совместно с исследуемой МИС детектора мощности на GaAs подложке был изготовлен тестовый элемент, изображение которого приведено на рисунке 2.14. Тестовый элемент включал контактные площадки 1, предназначенные для установки СВЧ зондов конфигурации «G-S-G» («земля-сигнал-земля»). Между площадками были сформированы тонкопленочные резисторы 2 таким образом, чтобы вся структура представляла собой сверхширокополосную согласованную нагрузку по СВЧ сигналу в тракте с волновым сопротивлением 50 Ом.

Также тестовый элемент включала низкочастотный контур, состоящий из дорожек на основе слоя n^+ -GaAs с металлизацией омического контакта 4, площадок для контактных игл 3, а также высокоомных областей из собственного полупроводника 5, включенных в разрывы между дорожками 4.

Дорожки 4 совместно с областями 5 представляют собой полупроводниковый терморезистор, сопротивление которого зависит от мощности СВЧ сигнала на площадках 1 следующим образом: при подаче СВЧ мощности на площадки 1 сигнал рассеивается в виде тепла на резисторах 2, что приводит к повышению температуры в областях 5 подложки и соответствующему снижению их электрического сопротивления.

2) С использованием векторного анализатора цепей Agilent PNA-X N5247A была измерена частотная характеристика коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВН) тестового элемента. Данная характеристика позволила вычислить долю входной мощности η , поглощаемой в данном элементе, с учетом отраженного сигнала для всех частотных точек согласно выражению (2.3) [71].

$$\eta = \frac{P_{\text{полг}}}{P_{\text{вх}}} = 1 - \left(\frac{K_{\text{свн}} - 1}{K_{\text{свн}} + 1} \right)^2, \quad (2.3)$$

где $P_{\text{полг}}$ – поглощенная в нагрузке СВЧ мощность;

$P_{\text{вх}}$ – входная СВЧ мощность;

$K_{\text{свн}}$ – КСВН.

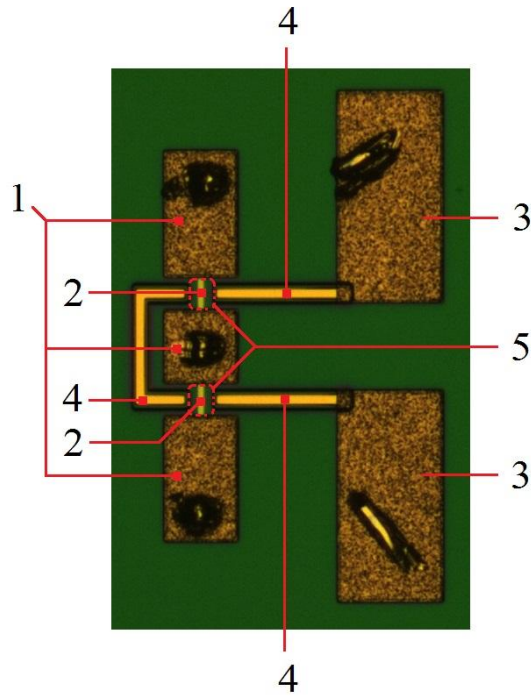


Рисунок 2.14 – Тестовый элемент на подложке GaAs для калибровки мощности СВЧ сигнала: 1 – контактные площадки для СВЧ зонда; 2 – тонкопленочные резисторы; 3 – площадки для контактных игл; 4 – дорожки на основе n^+ -GaAs с металлизацией омического контакта; 5 – высокоомные области из собственного полупроводника, покрытого диэлектрическим слоем

3) С использованием измерителя Agilent B1500 были проведены измерения величины тока I в низкочастотном контуре тестового элемента для различных величин входной СВЧ мощности $P_{\text{вх}}$ на частоте $f=1$ ГГц при подаче между площадками 3 электрического смещения величиной 2 В. Для исключения воздействия внешних факторов на результаты измерений при непрерывной записи тока I проводилось по 2 последовательных включения/выключения заданной входной СВЧ мощности. Фрагмент полученного графика временной зависимости для 11 значений мощности $P_{\text{вх}}$ (от 0 до 10 дБм с шагом 1 дБ) приведен на рисунке 2.15.

В результате обработки полученных данных была построена зависимость изменения тока в контуре от входной СВЧ мощности $\Delta I(P_{\text{вх}})$ для частоты $f=1$ ГГц, приведенная на рисунке 2.16, а также выполнена ее интерполяция.

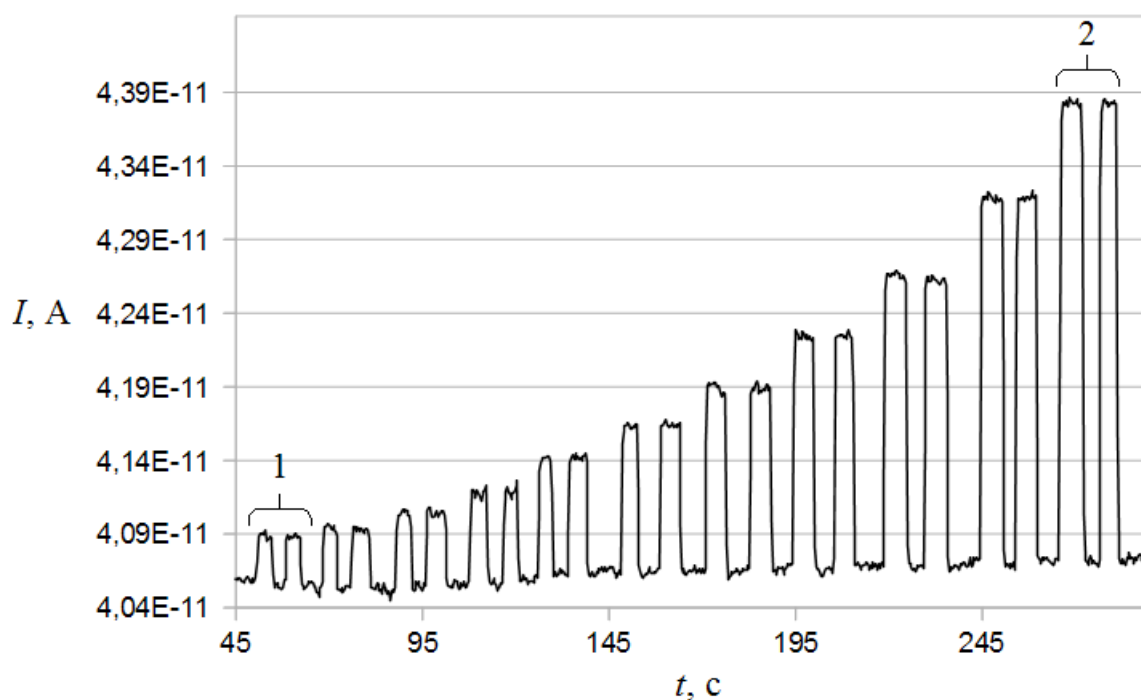


Рисунок 2.15 – Зависимость величины тока I от времени измерения t при различной входной мощности P_{BX} : 1 – $P_{\text{BX}}=0$ дБм; 2 – $P_{\text{BX}}=10$ дБм

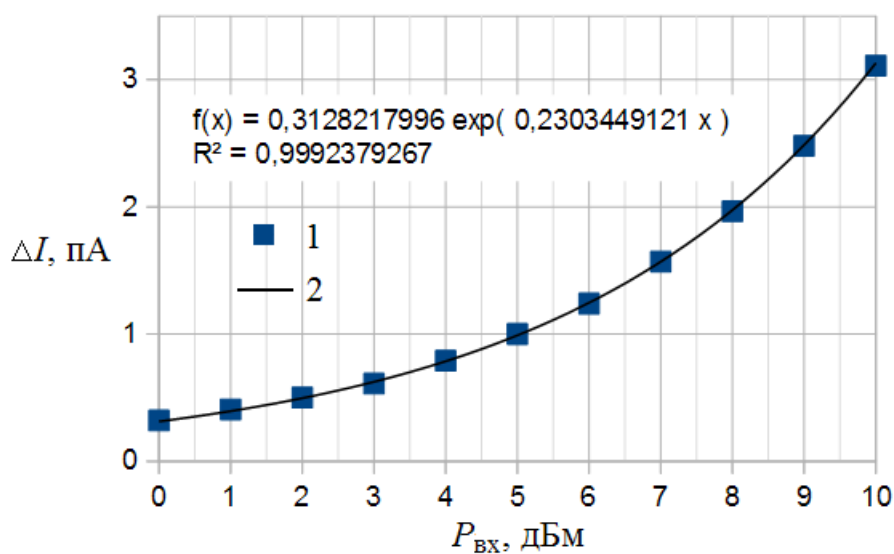


Рисунок 2.16 – Зависимость изменения тока в контуре от входной СВЧ мощности:
1 – экспериментальные данные; 2 – результат интерполяции (уравнение $f(x)$ и коэффициент детерминации R^2 приведены на графике)

С использованием уравнения интерполяции была получена непрерывная функция (2.4), связывающая величины ΔI и P_{BX} .

$$P_{\text{ex}} = \frac{\ln(\Delta I / A)}{B}, \quad (2.4)$$

где A и B – коэффициенты уравнения интерполяции.

4) С использованием измерителя Agilent B1500 были проведены измерения величины тока I в низкочастотном контуре тестового элемента для различных частот сигнала в диапазоне от 1 до 67 ГГц при фиксированной мощности на выходе генератора СВЧ сигнала $P_{\text{вх}}=10$ мВт при подаче между площадками 3 электрического смещения величиной 2 В. Как и для предшествующих измерений, для исключения воздействия внешних факторов на результаты измерений при непрерывной записи тока I проводилось по 2 последовательных включения/выключения СВЧ сигнала для каждой частотной точки.

В результате обработки полученных результатов была построена зависимость $\Delta I(f)$.

5) Полученная для $f=1$ ГГц зависимость $\Delta I(P_{\text{вх}})$ применялась с учетом данных, полученных из частотной характеристики КСВН, к каждой частотной точке зависимости $\Delta I(f)$ для вычисления корректирующего коэффициента по мощности K на выходе векторного анализатора цепей согласно формуле (2.5).

$$K(f) = \frac{(10 \text{ мВт}) \cdot \eta \cdot B}{\ln(\Delta I(f) / A)}. \quad (2.5)$$

2.2.6 Монтаж сборок для исследования характеристик конструкции ввода-вывода СВЧ сигнала на основе сквозных металлизированных отверстий

Монтаж сборок для исследования характеристик конструкции ввода-вывода СВЧ сигнала на основе сквозных металлизированных отверстий осуществлялся путем установки с использованием паяльной пасты кристалла GaAs на специально подготовленную керамическую подложку с подводящими копланарными линиями с волновым сопротивлением 50 Ом и контактными

площадками для установки СВЧ зондов.

Аналогичные сборки с конструкцией ввода-вывода СВЧ сигнала на основе проволочных соединений для сравнительного исследования были получены путем установки кристалла GaAs на специально подготовленную керамическую подложку с использованием токопроводящего клея. Монтаж золотых проволочек на контактные площадки кристалла и подложки осуществлялся методом термозвуковой сварки.

ГЛАВА 3. Разработка и исследование гетероструктурного НДПП

3.1 Влияние величины обратного тока гомоструктурного НДПП на характеристики детектора мощности СВЧ сигнала

Ранее в главе 1 было показано, что одной из особенностей гомоструктурного НДПП является высокий обратный ток. Рассмотрим, как данная особенность влияет на характеристики детектора мощности СВЧ на основе НДПП.

Схема простейшего амплитудного детектора СВЧ сигнала приведена на рисунке 3.1. Схема состоит из источника СВЧ сигнала G , выпрямляющего диода VD и конденсатора C , емкость которого достаточна для обеспечения высокой проводимости по СВЧ сигналу, имеющему частоту f , в тракте с волновым сопротивлением Z_B , т. е. $2\pi fC \gg Z_B$.

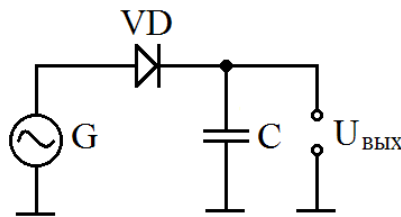


Рисунок 3.1 – Схема простейшего амплитудного детектора СВЧ сигнала

Принцип работы детектора заключается в следующем [5]. Переменное напряжение на выводах цепи $VD-C$ вызывает протекание по цепи $G-VD-C$ переменного тока по закону, соответствующему ВАХ диода. Конденсатор C пропускает СВЧ сигнал за счет тока смещения, но блокирует перемещение реального заряда электронов в цепи $G-VD-C$, который протекает через диод VD и источник G . В течение короткого промежутка времени после начала воздействия входного СВЧ сигнала конденсатор C заряжается вследствие неравенства зарядов, проходящих через диод VD в прямом и обратном направлениях, что вызвано асимметрией ВАХ диода. Накопленный на конденсаторе C заряд вызывает возникновение напряжения $U_{\text{вых}}$ на его выводах. Конденсатор C при этом

выполняет функцию источника постоянного напряжения по отношению к диоду VD с полярностью, соответствующей обратному смещению на диоде. Рост напряжения $U_{\text{вых}}$ продолжается до момента, при котором начинает соблюдаться условие баланса зарядов, прошедших через диод в прямом и в обратном направлениях за период воздействия входного СВЧ сигнала, с учетом разряда конденсатора C через внешнюю нагрузку (на рисунке 3.1 не показана).

Как следует из сказанного выше, при воздействии СВЧ сигнала рабочая точка диода VD , соответствующая выходному напряжению $U_{\text{вых}}$ детектора, находится на обратной ветви ВАХ. На рисунке 3.2 приведено пояснение к величине выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ детектора в зависимости от уровня мощности входного СВЧ сигнала. При возрастании входной СВЧ мощности $P_{\text{вх}}$ растет величина выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ детектора, при этом максимальная допустимая мощность ограничивается величиной пробивного напряжения диода. Для диодов, предназначенных для работы в широком динамическом диапазоне, т. е. вплоть до максимально допустимой входной мощности, к рабочему диапазону обратного напряжения относится вся обратная ветвь ВАХ.

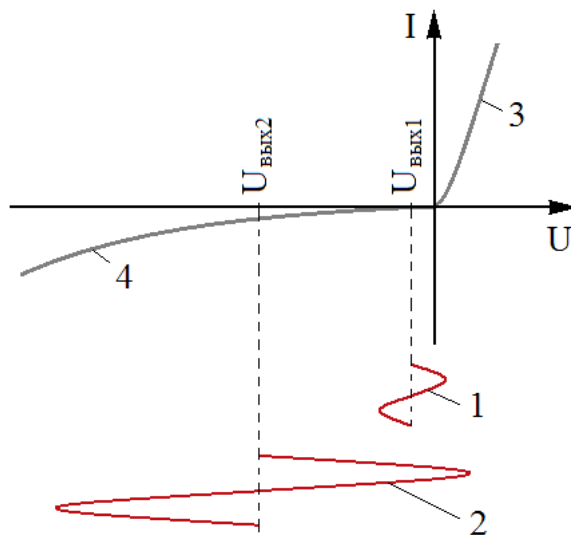


Рисунок 3.2 – Пояснение к принципу формирования выходного напряжения на диоде в режиме детектирования СВЧ сигнала: 1 – эпюра напряжения входного сигнала мощностью $P_{\text{ex}1}$; 2 – эпюра напряжения входного сигнала мощностью $P_{\text{ex}2}$

$P_{\text{ex}2} > P_{\text{ex}1}$; 3 – прямая ветвь ВАХ диода; 4 – обратная ветвь ВАХ диода

Так как НДПП часто используется в составе измерителей мощности с широким динамическим диапазоном детектирования, несомненный интерес представляет исследование влияния величины обратного тока данного типа диодов на характеристики детектора мощности СВЧ сигнала, в частности, на чувствительность по напряжению при различных уровнях мощности сигнала, а также температурную стабильность выходного напряжения.

Теоретическое исследование проводилось в среде AWR Microwave Office. Расчетная схема, приведенная на рисунке 3.3, использовалась для исследования ВАХ НДПП. Расчетная схема на основе сосредоточенных элементов, приведенная на рисунке 3.4, использовалась для исследования СВЧ характеристик сверхширокополосного согласованного детектора на основе НДПП. Модель НДПП в данных схемах представлена встречно-параллельным включением двух выпрямляющих элементов VD1 и VD2 и соответствует стандартной модели НДПП, приведенной на рисунке 1.19.

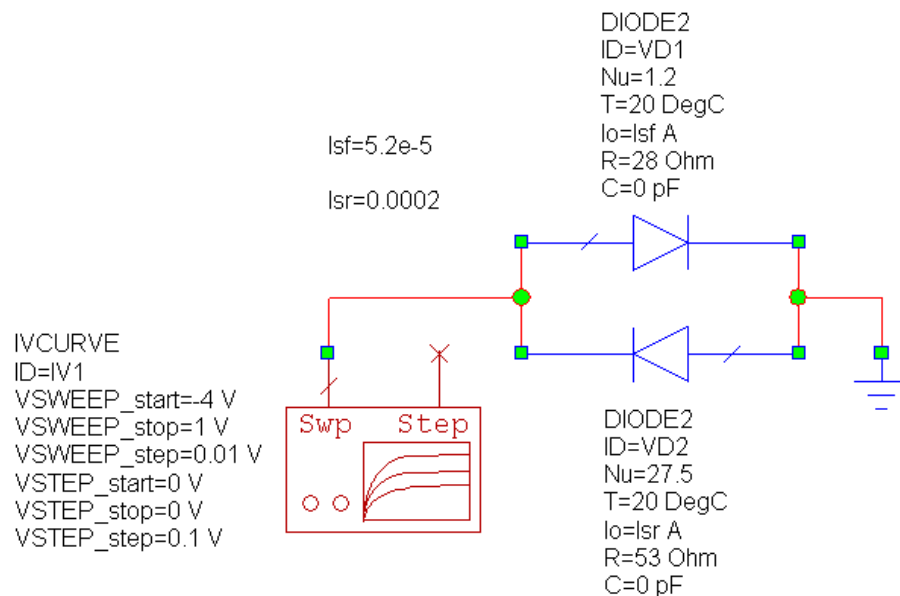


Рисунок 3.3 – Расчетная схема для исследования ВАХ НДПП

Модель сверхширокополосного согласованного детектора, приведенная на рисунке 3.4, представляет собой простейший амплитудный детектор, схема

которого приведена на рисунке 3.1, дополненный входным согласующим резистором $R1$ и нагрузочным резистором $R2$.

В качестве исходных данных использовались экспериментальные ВАХ НДПП ZB-27 производства АО «НПФ «Микран» [39]. Параметры элементов $VD1$ и $VD2$ были восстановлены по экспериментальным характеристикам прямой и обратной ВАХ НДПП ZB-27 в соответствии с методикой, описанной в разделе 2.3. Значения параметров приведены в таблице 3.1. На рисунке 3.5 приведены экспериментальные ВАХ НДПП ZB-27 и рассчитанные модельные ВАХ в логарифмическом масштабе. Совпадение соответствующих кривых во всем диапазоне напряжения свидетельствует о корректности использованной расчетной модели НДПП (рисунок 3.3).

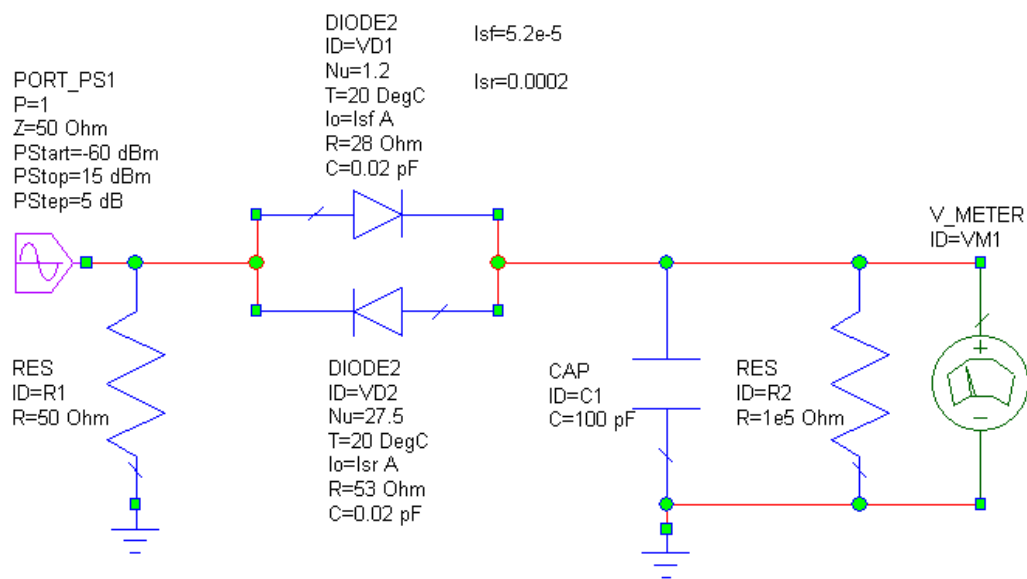


Рисунок 3.4 – Расчетная схема для исследования СВЧ характеристик сверхширокополосного согласованного детектора на основе НДПП

Для исследования влияния величины обратного тока на параметры детектора мощности в качестве переменного параметра был использован ток насыщения обратной ветви ВАХ I_{Sr} . В схемах, приведенных на рисунках 3.3 и 3.4, I_{Sr} соответствует параметру I_0 элемента $VD2$.

Таблица 3.1 – Параметры моделей прямой и обратной ВАХ НДПП ZB-27

Параметр модели	Прямая ветвь ВАХ (элемент $VD1$)	Обратная ветвь ВАХ (элемент $VD2$)
I_0 , А	$5,2 \times 10^{-5}$	$2,0 \times 10^{-4}$
Nu	1,2	27,5
R , Ом	28	53

Дальнейшие вычисления с использованием расчетных схем, приведенных на рисунках 3.3 и 3.4, проводились для нескольких значений I_{sr} из диапазона от 1 до 200 мкА. Параметры модели прямой ветви ВАХ (элемент $VD1$) оставались неизменными и равными приведенным в таблице 3.1. Расчетные ВАХ НДПП при различных значениях I_{sr} приведены на рисунке 3.6.

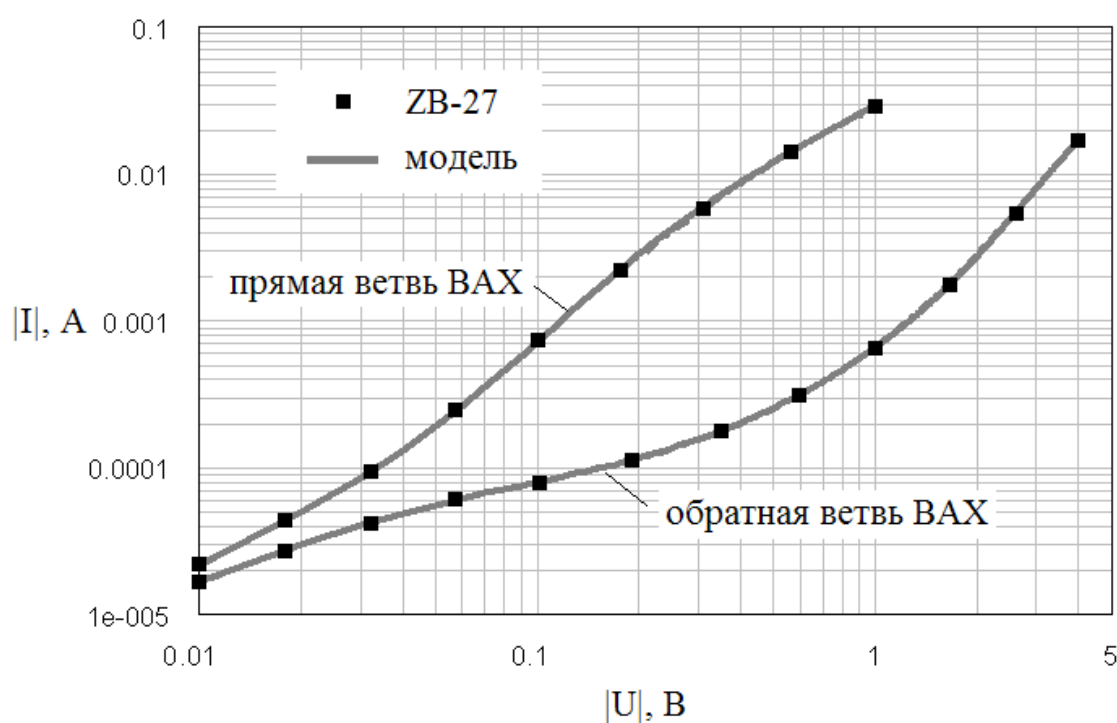


Рисунок 3.5 – Экспериментальные ВАХ НДПП ZB-27 и расчетные ВАХ его модели

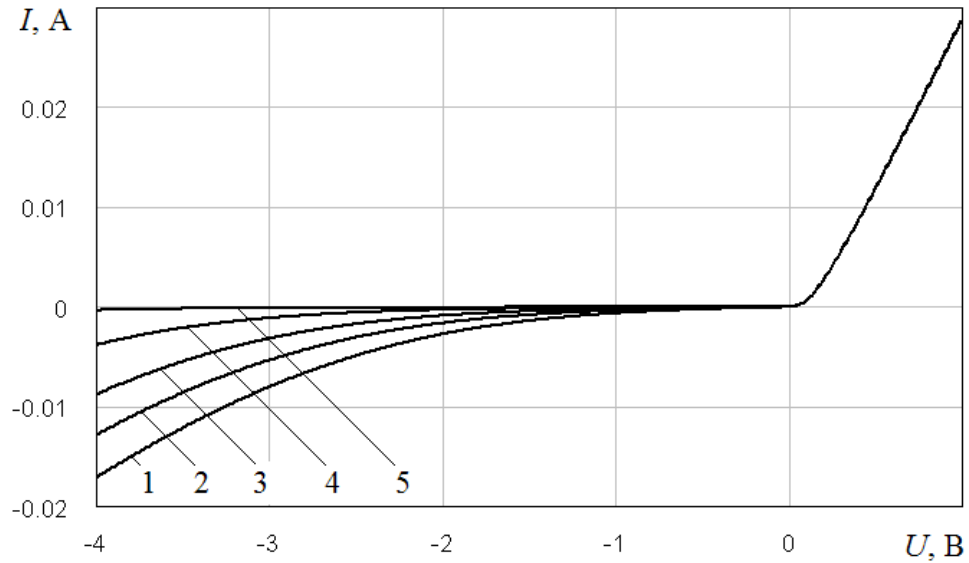


Рисунок 3.6 – Расчетные ВАХ НДПП при различных значениях тока насыщения

I_{Sr} : 1 – $I_{Sr}=2,0 \times 10^{-4}$ А; 2 – $I_{Sr}=1,0 \times 10^{-4}$ А; 3 – $I_{Sr}=5,4 \times 10^{-5}$ А;

4 – $I_{Sr}=1,6 \times 10^{-4}$ А; 5 – $I_{Sr}=1,0 \times 10^{-6}$ А

3.1.1 Влияние величины обратного тока НДПП на чувствительность по напряжению детектора мощности СВЧ сигнала

Чувствительность НДПП по напряжению β_U при малой мощности входного сигнала, соответствующей участку квадратичного детектирования [85], определялась согласно формуле (3.1) при $P_{ex} = 1$ мкВт.

$$\beta_U = \frac{dU_{вых}}{dP_{ex}}. \quad (3.1)$$

Рассчитанная зависимость чувствительности НДПП по напряжению β_U от величины тока I_{Sr} при малой мощности входного сигнала для различных частот сигнала f в диапазоне от 1 до 50 ГГц в схеме, изображенной на рисунке 3.4, приведена на рисунке 3.7.

Анализ зависимостей, приведенных на рисунке 3.7, позволяет сделать следующие выводы:

1) при малой входной мощности снижение обратного тока НДПП приводит к монотонному росту его чувствительности по напряжению β_U на величину до 20% относительно значения, полученного для опорного образца;

2) рост β_U со снижением обратного тока диода наблюдается во всем исследованном частотном диапазоне.

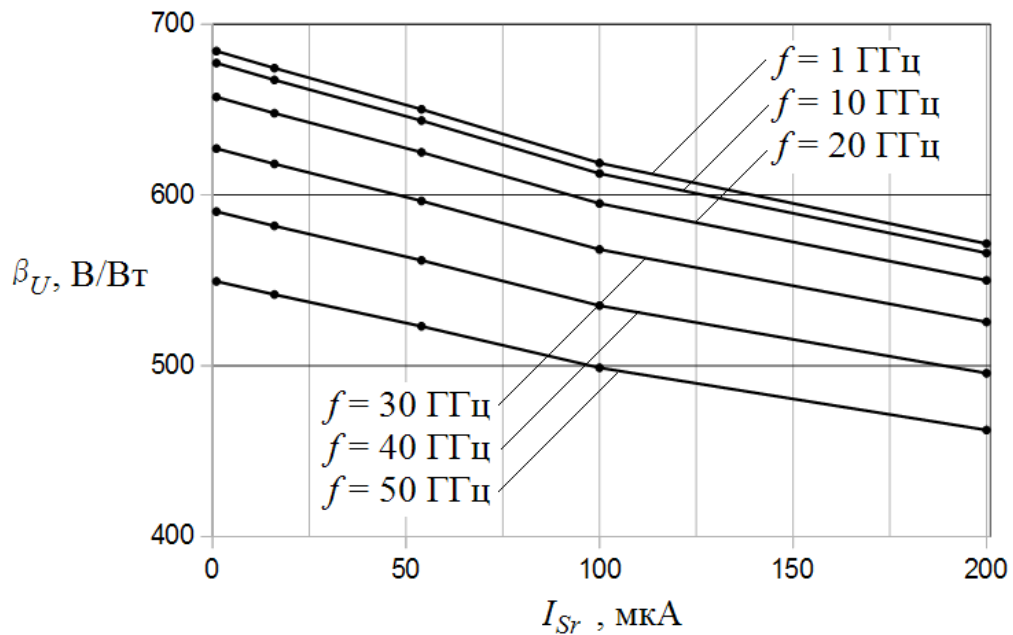


Рисунок 3.7 – Расчетные зависимости чувствительности НДПП по напряжению β_U от величины тока I_{Sr} при различных частотах входного сигнала

Для оценки влияния величины обратного тока на чувствительность в широком динамическом диапазоне согласно (10) была рассчитана β_U в диапазоне мощности входного сигнала от 1 мкВт до 30 мВт (от минус 30 до плюс 15 дБм) при различных значениях I_{Sr} . Зависимость чувствительности НДПП от мощности входного сигнала, нормированной по величине β_U при $P_{ex}=1$ мкВт, приведена на рисунке 3.8.

Анализ зависимостей, приведенных на рисунке 3.8, позволяет сделать следующие выводы:

1) с ростом входной мощности β_U монотонно снижается при любом значении I_{Sr} ;

2) при низком уровне мощности (до 1 мВт) характер изменения β_U с возрастанием мощности не зависит существенно от значения I_{Sr} ;

3) при высоком уровне мощности (более 1 мВт) величина снижения β_U с возрастанием мощности больше для НДПП с более высоким током. Например, при мощности входного сигнала, равной 30 мВт, для НДПП с $I_{Sr} = 2,0 \times 10^{-4}$ А чувствительность β_U снижается приблизительно в 43 раза по сравнению с β_U при $P_{ex} = 1$ мкВт. Для НДПП с $I_{Sr} = 1,0 \times 10^{-6}$ А в аналогичных условиях β_U снижается приблизительно в 25 раз.

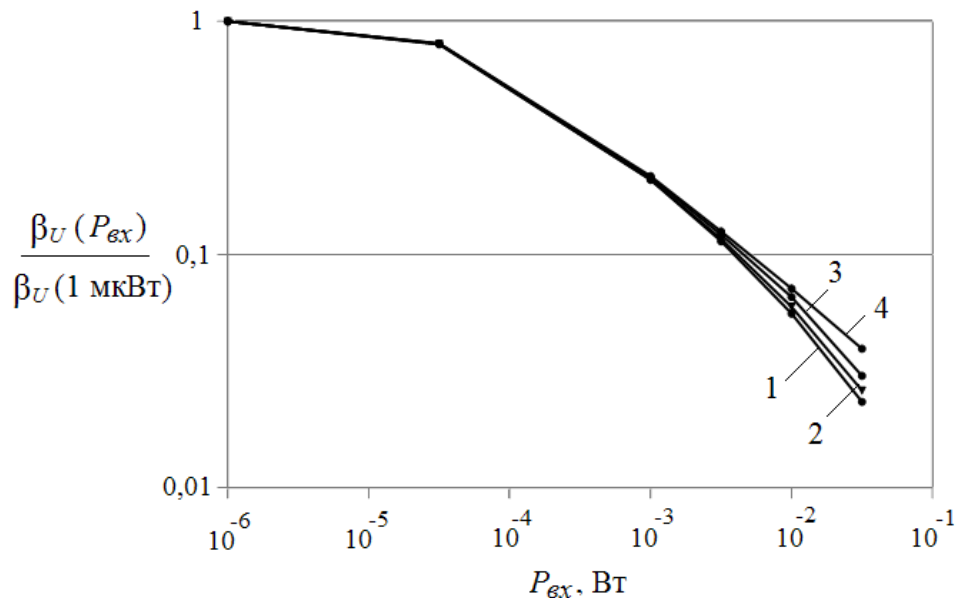


Рисунок 3.8 – Зависимости отношения $\beta_U(P_{ex}) / \beta_U(1 \text{ мкВт})$ от P_{ex} при $f=20$ ГГц для НДПП с различной величиной обратного тока I_{Sr} :

1 – $I_{Sr} = 2,0 \times 10^{-4}$ А; 2 – $I_{Sr} = 5,4 \times 10^{-5}$ А; 3 – $I_{Sr} = 1,6 \times 10^{-4}$ А; 4 – $I_{Sr} = 1,0 \times 10^{-6}$ А

3.1.2 Влияние величины обратного тока НДПП на температурную стабильность выходного напряжения детектора мощности СВЧ сигнала

Согласно данным, приведенным ранее в главе 1, прямой и обратный ток через НДПП в рабочем диапазоне напряжения имеет термоэмиссионную природу, поэтому величина этих токов существенно зависит от температуры диода. На

рисунке 3.9 приведены экспериментальные ВАХ диода ZB-27 при различных температурах кристалла, подтверждающие данный факт.

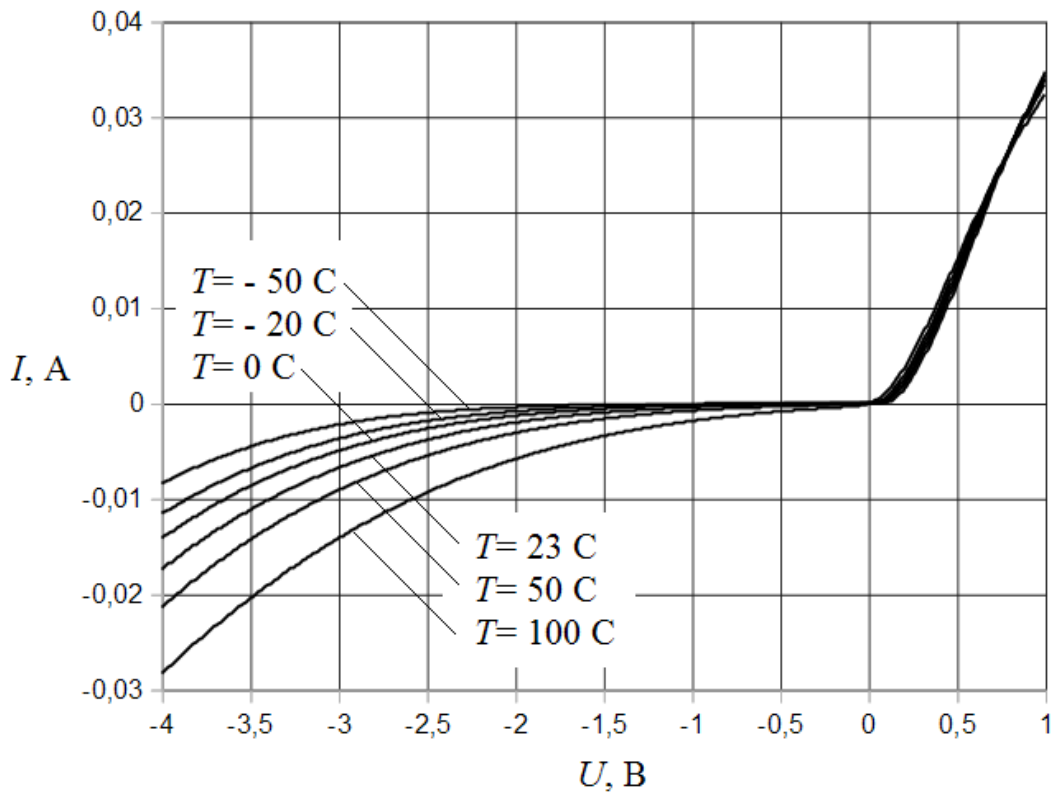


Рисунок 3.9 – ВАХ НДПП ZB-27 при различных температурах

С использованием схемы, приведенной на рисунке 3.4, была получена температурная зависимость отклонения выходного напряжения $\delta U_{\text{вых}}$ относительно значения $U_{\text{вых}}$, соответствующего температуре диода $T=20\text{ }^{\circ}\text{C}$, при мощности входного сигнала $P_{\text{вх}} = 30\text{ мВт}$ на частоте $f = 25\text{ ГГц}$ для моделей НДПП с различной величиной параметра I_{Sr} . Результат расчета приведен на рисунке 3.10.

Анализ зависимостей, приведенных на рисунке 3.10, позволяет сделать следующие выводы:

- 1) при высоком уровне входной мощности выходное напряжение снижается с ростом температуры НДПП, что обусловлено возрастанием его обратного тока;
- 2) при высоком уровне входной мощности НДПП с меньшей величиной обратного тока демонстрируют более высокую температурную стабильность.

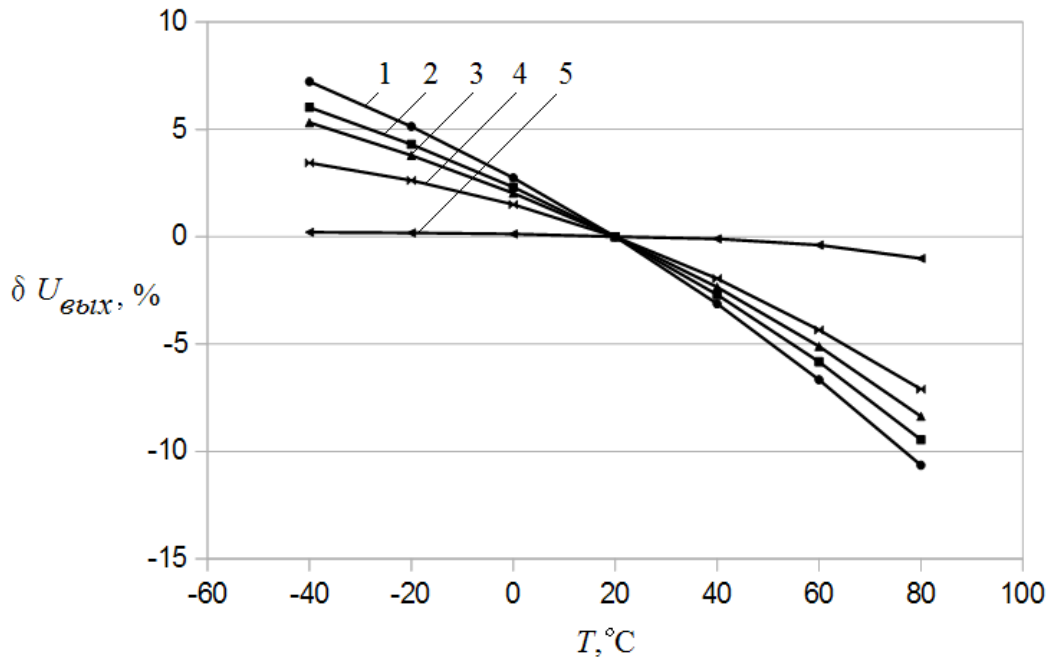


Рисунок 3.10 – Температурные зависимости относительного отклонения выходного напряжения $\delta U_{\text{вых}}$ для различных значений тока насыщения I_{Sr} :

$$1 - I_{Sr} = 2,0 \times 10^{-4}; 2 - I_{Sr} = 1,0 \times 10^{-4}; 3 - I_{Sr} = 5,4 \times 10^{-5}; 4 - I_{Sr} = 1,6 \times 10^{-4};$$

$$5 - I_{Sr} = 1,0 \times 10^{-6}$$

3.2 Природа обратного тока НДПП на основе гомоструктуры GaAs

Согласно результатам проведенного в предыдущем разделе теоретического исследования, улучшение ряда характеристик детектора на основе НДПП, в частности, чувствительности по напряжению во всем диапазоне мощности входного сигнала и, особенно, при высоком уровне мощности, а также температурной стабильности выходного напряжения, возможно за счет снижения обратного тока НДПП. В настоящем разделе проводится анализ причин, обуславливающих высокий обратный ток НДПП, что необходимо для дальнейшего исследования возможностей его снижения.

Для теоретического исследования физических процессов, происходящих в полупроводниковой гомоструктуре НДПП, была создана модель диода в среде Synopsis TCAD, приведенная на рисунке 3.11. Черными линиями на рисунке обозначена расчетная сетка. Модель соответствовала стандартной конструкции

НДПП, предложенной в [39].

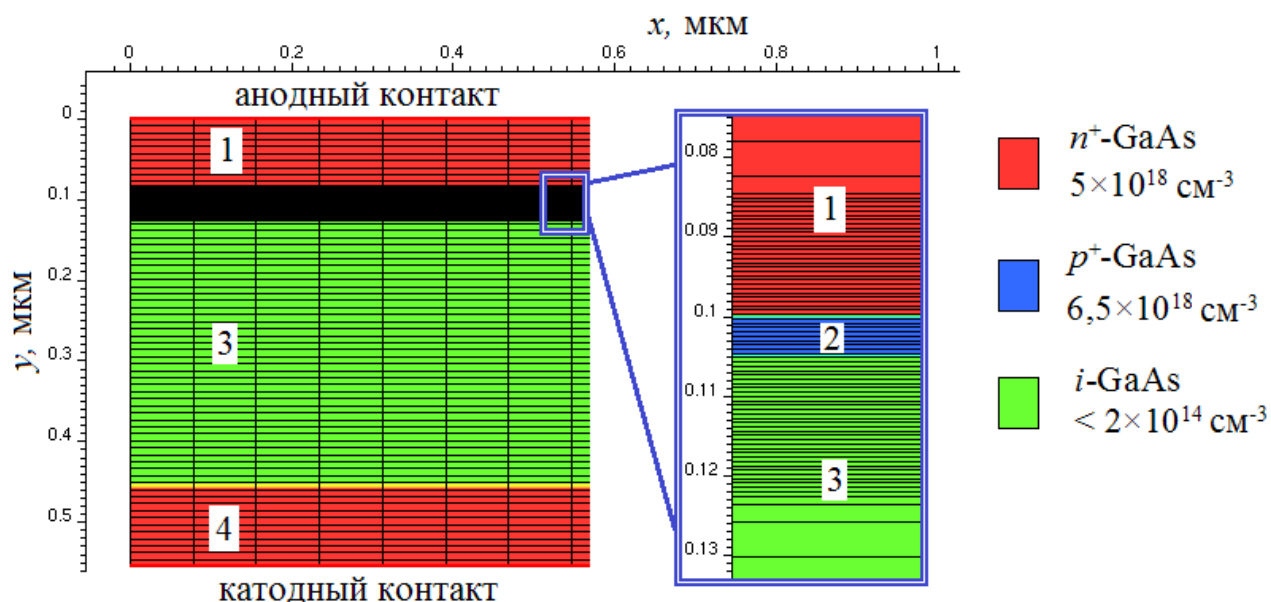


Рисунок 3.11 – Конструкция НДПП на основе полупроводниковой GaAs гомоструктуры, созданная в Synopsys TCAD: 1 – анодный контактный n^+ слой; 2 – p^+ слой; 3 – i слой; 4 – катодный контактный n^+ слой

В таблице 3.2 приведены рассчитанные оптимальные параметры слоев полупроводниковой гомоструктуры, обеспечивающие минимальное значение плотности обратного тока при $U=-4$ В. Расчет проводился в соответствии с методикой, приведенной в разделе 2.1.

Таблица 3.2 – Рассчитанные параметры слоев гомоструктуры модели НДПП

Обозначение слоя на рисунке 3.11	Толщина слоя, нм	Материал слоя	Концентрация легирующей примеси, см^{-3}
1	> 100	n^+ -GaAs	5×10^{18}
2	5	p^+ -GaAs	$6,5 \times 10^{18}$
3	350	i -GaAs	$< 2 \times 10^{14}$
4	> 100	n^+ -GaAs	5×10^{18}

При расчете варьировались следующие параметры:

- 1) концентрация легирующей примеси в слое 1;
- 2) толщина слоя 2;
- 3) концентрация легирующей примеси в слое 2.

Толщина слоя 3 не изменялась и была выбрана исходя из заданной удельной емкости перехода НДПП.

С использованием результатов расчета были изготовлены диоды ZB-27. Экспериментальные исследования ВАХ диода, изготовленного на основе рассчитанной конструкции гомоструктуры, показали, что высота потенциального барьера составила величину 0,2 В. Экспериментальная обратная ВАХ диода ZB-27 и обратная ВАХ модели, рассчитанная с использованием Synopsis TCAD, приведены на рисунке 3.12.

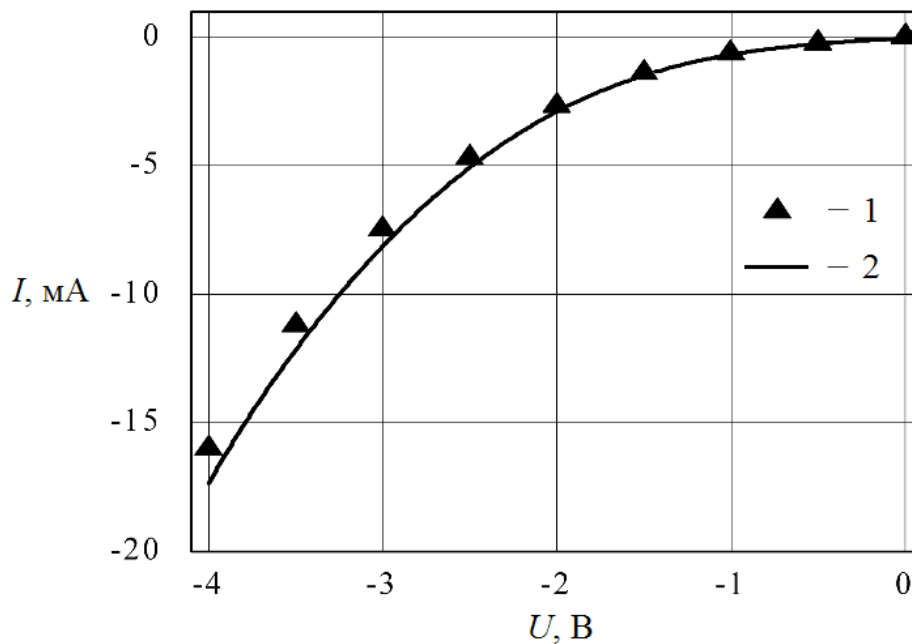


Рисунок 3.12 – Обратные ВАХ НДПП на основе гомоструктуры:

1 – модель; 2 – эксперимент

Данные рисунка 3.12 демонстрируют удовлетворительное совпадение расчетных и экспериментальных ВАХ, что позволило использовать созданную расчетную модель при дальнейших исследованиях.

Согласно данным, приведенным ранее в главе 1, прямой и обратный ток через НДПП в рабочем диапазоне напряжения имеет термоэмиссионную природу и, следовательно, зависит от потенциального рельефа внутри полупроводниковой структуры. Для оценки характера изменения потенциального рельефа внутри структуры были рассчитаны распределения электростатического потенциала по глубине у структуры при различных значениях обратного напряжения на диоде, как показано на рисунке 3.13. Для наглядности представления результатов потенциал на аноде приравнивался к нулю во всех рассмотренных случаях.

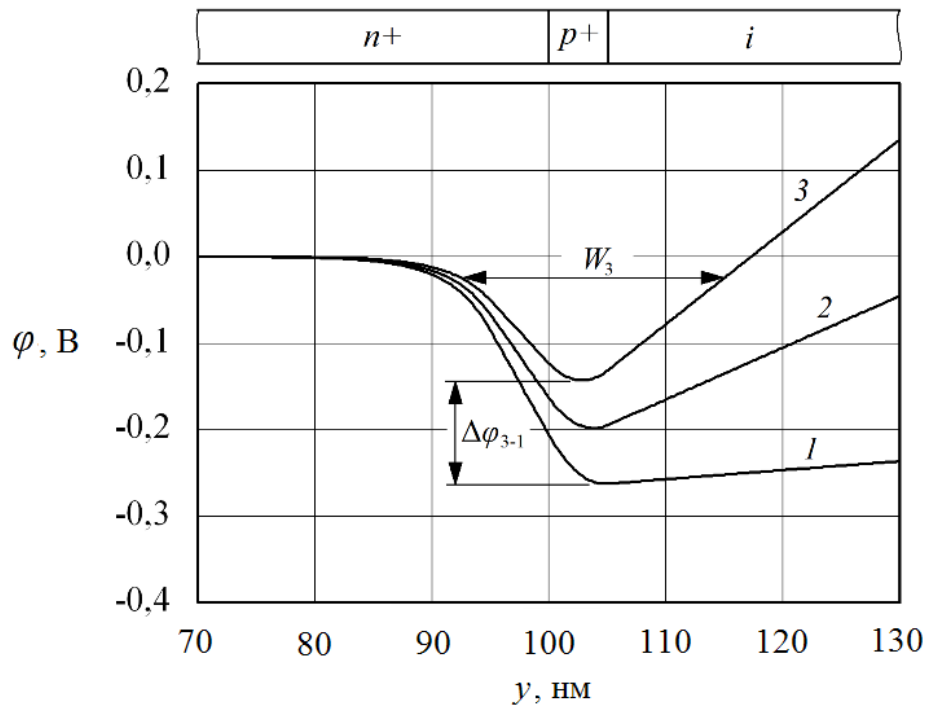


Рисунок 3.13 – Рассчитанные распределения электростатического потенциала по глубине гомоструктуры НДПП при различных обратных напряжениях:

1 – 0 В; 2 – 2 В; 3 – 4 В

Анализ зависимостей, приведенных на рисунке 3.13, позволяет сделать следующие выводы:

1) потенциальный барьер имеет треугольную форму с вершиной в области p^+ слоя;

2) при увеличении обратного напряжения значительно уменьшается высота потенциального барьера. Например, уменьшение высоты барьера $\Delta\phi_{3-1}$ при подаче обратного напряжения на диод величиной 4 В относительно состояния без смещения составило 0,12 В;

3) при увеличении обратного напряжения значительно уменьшается ширина потенциального барьера. Например, ширина барьера по уровню теплового потенциала электрона при обратном напряжении 4 В (W_3 на рисунке 3.13) уменьшилась со значения, приблизительно равного толщине i -слоя (350 нм) до 22 нм;

4) при увеличении обратного напряжения угол при вершине потенциального барьера становится более острым. При этом растет вероятность туннелирования сквозь потенциальный барьер вследствие малой ширины (порядка единиц нанометров). Это дополнительно снижает эффективную высоту потенциального барьера и увеличивает обратный ток.

Рассмотренные закономерности изменения потенциального рельефа внутри полупроводниковой структуры можно объяснить следующим образом. В состоянии НДПП без смещения, а также в состоянии с обратным смещением i слой (3 на рисунке 3.11), p^+ слой (2 на рисунке 3.11) и часть анодного контактного n^+ слоя (1 на рисунке 3.11), граничащая с p^+ слоем, полностью обеднены свободными носителями заряда. Таким образом, вершина потенциального барьера, расположенная в области p^+ слоя структуры, находится внутри обедненной носителями заряда области и при этом существенно (около 15 нм) удалена от обогащенного носителями заряда анодного контактного n^+ слоя. При подаче внешнего обратного смещения на диод в обедненной носителями заряда области между анодным и катодным контактными n^+ слоями имеет место суперпозиция внутреннего электростатического потенциала и внешнего электрического поля, что и приводит к наблюдаемому изменению потенциального рельефа. Можно распространить данное объяснение к любому НДПП на основе гомоструктуры, имеющей аналогичную конструкцию.

Приведенные выше рассуждения о связи потенциального рельефа с

величиной обратного тока позволяют предположить, что потенциальный барьер НДПП, обеспечивающий минимизацию величины обратного тока, должен отвечать требованиям, которые не могут быть удовлетворены при использовании классической полупроводниковой гомоструктуры и, в частности:

1) частично или полностью располагаться в полупроводниковой области, обогащенной свободными носителями заряда, выполняющей роль экрана и снижающей влияние внешнего электрического поля на форму потенциального барьера;

2) обладать более высокой стабильностью высоты и ширины во всем диапазоне обратного напряжения.

В дальнейших разделах настоящей главы рассматривается способ удовлетворения данных требований за счет использования полупроводниковых структур, содержащих гомо- и гетеропереходы.

3.3 Гетероструктурный НДПП

3.3.1 Раскрытие идеи и реализация

Идея модификации конструкции полупроводниковой структуры НДПП за счет использования гетеропереходов основывалась на следующих предпосылках:

1) в приборах на основе GaAs возможна реализация гетеропереходов GaAs с полупроводниками как с большей, так и с меньшей величиной запрещенной зоны ΔE_g . В первом случае, как правило, используются соединения вида Al_xGaAs , при этом параметр x может варьироваться в диапазоне от 0 до 1. Во втором случае используются соединения вида In_yGaAs , при этом параметр y может варьироваться в диапазоне от 0 до 0,25, что обусловлено ограничениями в согласовании слоев гетероструктуры по параметру постоянной решетки a (см. рисунок 3.14) [86];

2) изотипный гетеропереход позволяет получить потенциальный барьер за счет разрыва энергетических зон. Идеализированная зонная диаграмма гетероперехода на основе полупроводников n -типа приведена на рисунке 3.15. Для

целей настоящей работы важно отметить, что особенностью данного перехода является обогащение электронами проводимости полупроводника с меньшей шириной запрещенной зоны вблизи границы гетероперехода;

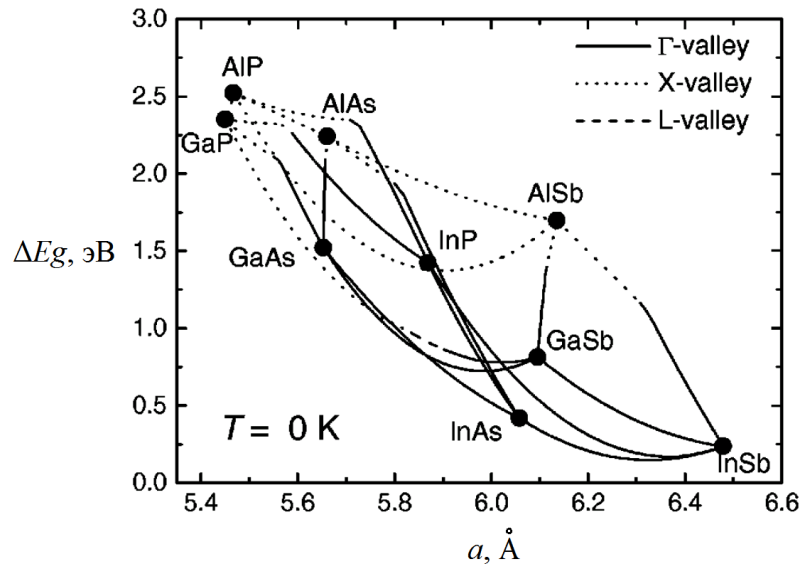


Рисунок 3.14 – Величина запрещенной зоны и постоянная решетки различных полупроводников и их соединений [86]

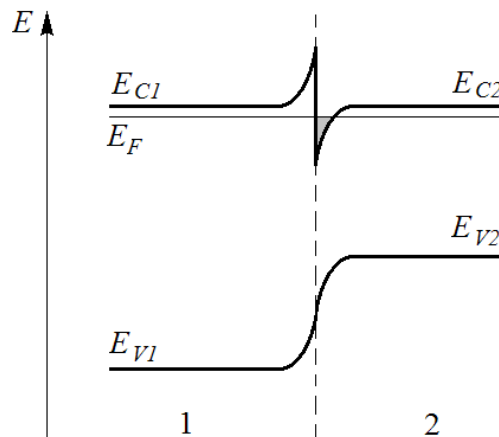


Рисунок 3.15 – Идеализированная зонная диаграмма изотипного гетероперехода на основе полупроводников *n*-типа [18]: 1 – полупроводник с большей шириной запрещенной зоны; 2 – полупроводник с меньшей шириной запрещенной зоны

3) для барьеров на основе *p-n* перехода и гетероперехода характерна форма, близкая к треугольной (см. главу 1). Модификация формы потенциального барьера

при росте обратного напряжения, которая проявляется в уменьшении высоты и ширины, является причиной интенсивного роста обратного тока, что обсуждалось ранее в разделе 3.2.

Идея модификации полупроводниковой структуры НДПП заключалась в формировании потенциального барьера заданной высоты с увеличенной шириной, который бы демонстрировал более высокую стабильность формы при воздействии внешнего приложенного напряжения по сравнению с треугольным потенциальным барьером, характерным для гомоструктурного НДПП. Для реализации данной идеи структура НДПП должна содержать не менее двух пространственно разделенных потенциальных барьеров, что может быть реализовано комбинированием гетеропереходов и p - n переходов, а результирующий потенциальный барьер при этом должен иметь форму, близкую к трапецевидной. Более высокая стабильность формы должна обеспечиваться тем, что потенциальный барьер частично располагается в полупроводниковой области, обогащенной свободными носителями заряда, выполняющей роль экрана, что может быть реализовано за счет использования анизотипного гетероперехода.

Далее приведено более детальное описание конструкции гетероструктуры, предложенной в рамках настоящей работы [87, 88]. Расчетная модель диода на основе данной гетероструктуры, созданная в среде Synopsys TCAD, приведена на рисунке 3.16. В таблице 3.3 приведены параметры оптимизированной конструкции гетероструктуры.

По сравнению со стандартной гомоструктурой, предложенная гетероструктура содержит два дополнительных слоя $\text{In}_{0,25}\text{GaAs}$ 2 и 3 (рисунок 3.16), введенных между анодным контактным n^+ слоем GaAs 1 и p^+ слоем GaAs 4. Слой $\text{In}_{0,25}\text{GaAs}$ 2 сильно легирован донорной примесью. Слой $\text{In}_{0,25}\text{GaAs}$ 3 не легирован и обладает проводимостью, близкой к собственной.

Контакт слоев 1 и 2 формирует гетеропереход, расположенный в области с высоким уровнем легирования. Величина и форма полученного потенциального барьера при этом зависит от концентрации свободных зарядов и от величины энергетического разрыва в зоне проводимости, которая, в свою очередь,

определяется составом соединения InGaAs.

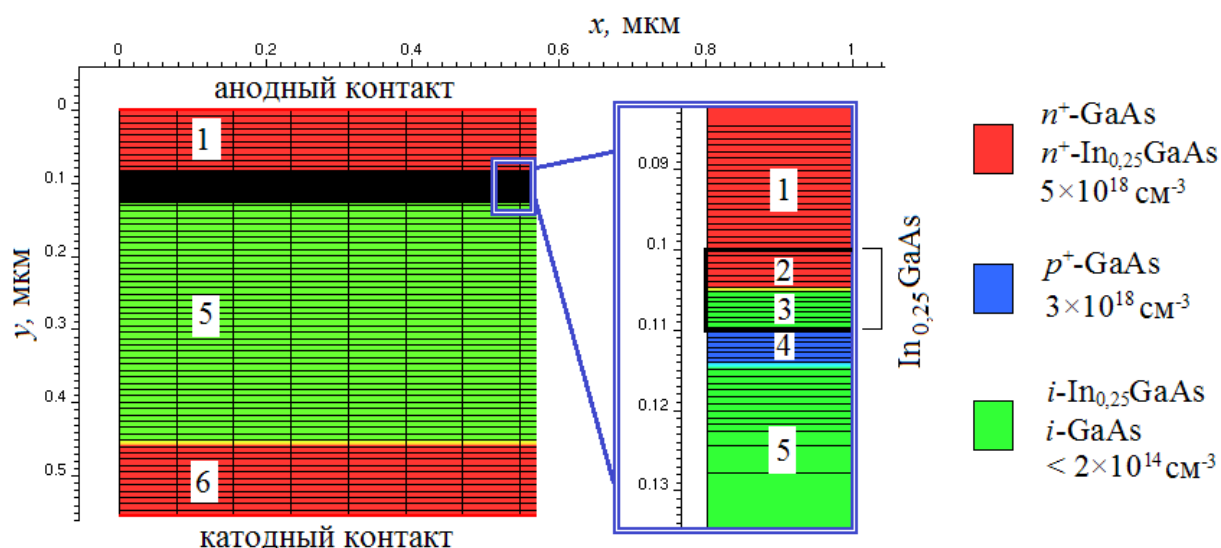


Рисунок 3.16 – Конструкция НДПП на основе полупроводниковой гетероструктуры: 1 – анодный контактный n^+ слой GaAs; 2 – n^+ слой In_{0,25}GaAs; 3 – i слой In_{0,25}GaAs; 4 – p^+ слой GaAs; 5 – i слой GaAs; 6 – катодный контактный n^+ слой GaAs

Таблица 3.3 – Оптимизированные параметры слоев гетероструктуры

Обозначение слоя на рисунке 3.16	Толщина слоя, нм	Материал слоя	Концентрация легирующей примеси, см^{-3}
1	>100	n^+ -GaAs	5×10^{18}
2	5	n^+ -In _{0,25} GaAs	5×10^{18}
3	5	i -In _{0,25} GaAs	$< 2 \times 10^{14}$
4	4	p^+ -GaAs	3×10^{18}
5	350	i -GaAs	$< 2 \times 10^{14}$
6	>100	n^+ GaAs	5×10^{18}

В результате исследования влияния величины мольной доли In в составе

соединения InGaAs на ВАХ НДПП было установлено, что наибольшее снижение обратного тока при использовании гетероперехода для НДПП с высотой потенциального барьера более 0,18 В достигается при максимально возможной доле In в слое 2. Для большинства известных производителей GaAs гетероструктур эта величина составляет 0,25.

Контакт слоев 3 и 4 формирует гетеропереход, расположенный в области p^+ слоя GaAs 4. Высота потенциального барьера, сформированного гетеропереходом, определяется мольной долей In в составе соединения InGaAs. Так же, как и для гетероперехода на границе слоев 1 и 2, наибольшее снижение обратного тока достигается при максимально возможной доле In в слое 3.

Дополнительный потенциальный барьер в гетероструктуре формируется аналогично гомоструктурному НДПП за счет p - n переходов. Высота данного потенциального барьера определяется степенью легирования и толщиной слоя 4. В результате пространственного наложения в области p^+ слоя 4 имеет место суперпозиция потенциальных барьеров, образованных гомо- и гетеропереходами. Использование p^+ -слоя GaAs 4 в данной гетероструктуре обусловлено тем, что высота потенциального барьера, получаемого только за счет гетеропереходов, составляет менее 0,18 В и может оказаться не достаточной для получения НДПП с большей величиной ϕ_b .

Слой i -InGaAs 3 в предложенной гетероструктуре обеспечивает близкий к линейному закон изменения электростатического потенциала между пространственно разделенными потенциальными барьерами, сформированными гетеропереходами на границах слоев 1 и 2 и слоев 3 и 4 совместно с p - n переходами. Таким образом, слой 3 объединяет рассмотренные выше потенциальные барьеры в пространственно единый результирующий потенциальный барьер.

На рисунке 3.17 представлены результаты расчета распределений электростатического потенциала по глубине y для гетероструктуры НДПП при различных значениях обратного напряжения на диоде. Для наглядности представления результатов потенциал на аноде приравнивался к нулю во всех

рассмотренных случаях.

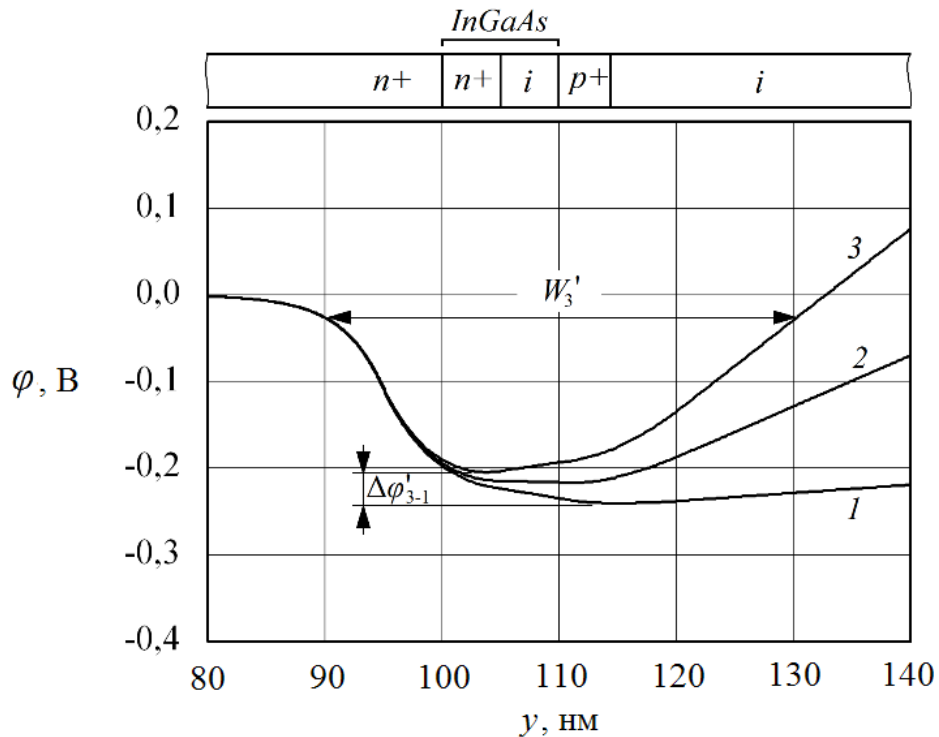


Рисунок 3.17 – Рассчитанные распределения электростатического потенциала по глубине гетероструктуры НДПП при различных обратных напряжениях:

1 – 0 В; 2 – 2 В; 3 – 4 В

Как видно из рисунка 3.17, часть результирующего потенциального барьера, сформированная гетеропереходом на границе слоев 1 и 2, расположена внутри n^+ области. Данная область обогащена носителями заряда, за счет чего экранирует внешнее электрическое поле, приложенное к обедненной области структуры диода. Слабое влияние внешнего электрического поля проявляется в незначительном снижении потенциального барьера вблизи границы слоев 1 и 2 (рисунок 3.16).

Результирующий потенциальный барьер имеет форму, близкую к трапеции, и обладает большей шириной по сравнению с треугольным потенциальным барьером, характерным для гомоструктуры. Например, уменьшение высоты барьера $\Delta\varphi'_{3-1}$ при подаче обратного напряжения величиной 4 В относительно состояния диода без смещения составило 0,04 В, что значительно меньше, чем для

гомоструктуры в аналогичных условиях (0,12 В, см. рисунок 3.13). Ширина потенциального барьера по уровню теплового потенциала электрона W_3' при подаче обратного напряжения величиной 4 В составила 40 нм, что значительно больше, чем для гомоструктуры в аналогичных условиях (22 нм, см. рисунок 3.13).

3.3.2 Исследование характеристик гетероструктурного НДПП и их сравнительный анализ с характеристиками гомоструктурного НДПП

На основе результатов расчета гетероструктуры, приведенных в предыдущем разделе, были изготовлены гетероструктурные НДПП. Экспериментальная обратная ВАХ гетероструктурного НДПП и обратная ВАХ, рассчитанная с использованием Synopsys TCAD, приведены на рисунке 3.18. Данные рисунка 3.18 демонстрируют удовлетворительное совпадение расчетных и экспериментальных ВАХ.

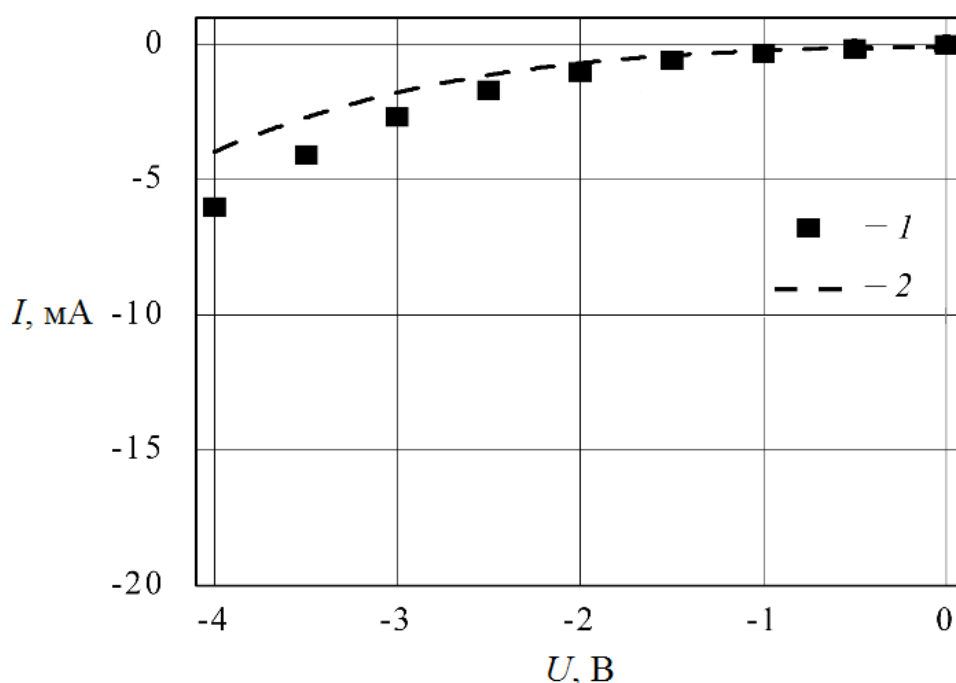


Рисунок 3.18 – Обратные ВАХ НДПП на основе гетероструктуры:

1 – расчет с использованием Synopsys TCAD; 2 – экспериментальные данные

Экспериментальные ВАХ НДПП с $\phi_b=0,2$ В, изготовленных на основе гомо- и гетероструктуры, приведены на рисунке 3.19. Также на рисунке 3.19 с целью сравнения приведена ВАХ предположительно гомоструктурного НДПП HSCN-9161 фирмы Avago (США) [65] и гомоструктурного НДПП с высотой потенциального барьера $\phi_b=0,34$ В (АО «НПФ «Микран»). Параметры моделей прямой и обратной ВАХ гетероструктурного НДПП, восстановленные по экспериментальным характеристикам в среде AWR Microwave Office, приведены в таблице 3.4.

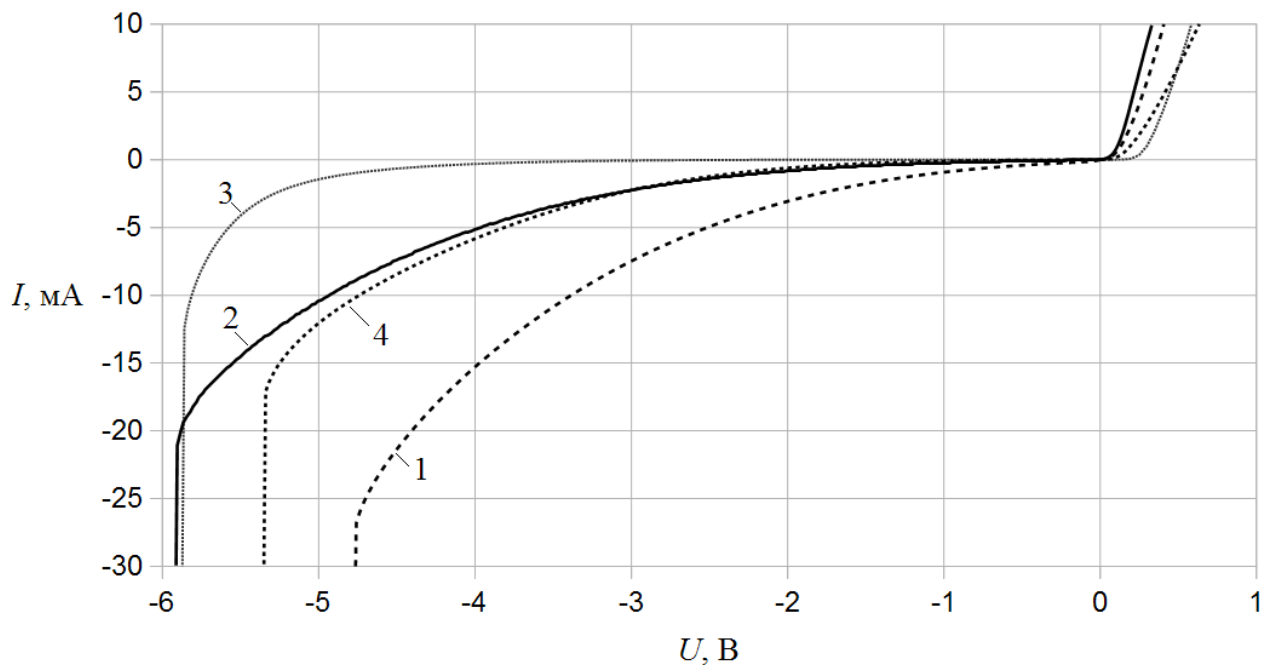


Рисунок 3.19 – Экспериментальные ВАХ НДПП: 1 – на основе гомоструктуры с $\phi_b=0,2$ В; 2 – на основе гетероструктуры с $\phi_b=0,2$ В; 3 – на основе гомоструктуры с $\phi_b=0,34$ В; 4 – НДПП Avago HSCN-9161 с $\phi_b=0,26$ В

На рисунке 3.20 приведены обратные ВАХ НДПП с $\phi_b=0,17$ В, изготовленных на основе гомо- и гетероструктуры.

Анализ ВАХ НДПП, приведенных на рисунках 3.19 и 3.20, а также данных таблицы 3.4 позволяет сделать следующие выводы:

1) использование предложенной гетероструктуры позволяет существенно (в 3-6 раз) снизить обратный ток НДПП во всем диапазоне обратного напряжения

при условии равенства площади перехода и величины потенциального барьера (см. кривые 1 и 2 на рисунках 3.19 и 3.20) для НДПП с $\phi_b=(0,17-0,2)$ В;

Таблица 3.4 – Параметры моделей прямой и обратной ВАХ гетероструктурного НДПП для схемы, приведенной на рисунке 3.3

Параметр модели	Прямая ветвь ВАХ (VD1)	Обратная ветвь ВАХ (VD2)
I_0 , А	$5,0 \times 10^{-5}$	$1,5 \times 10^{-4}$
Nu	1,13	47
R , Ом	15	25

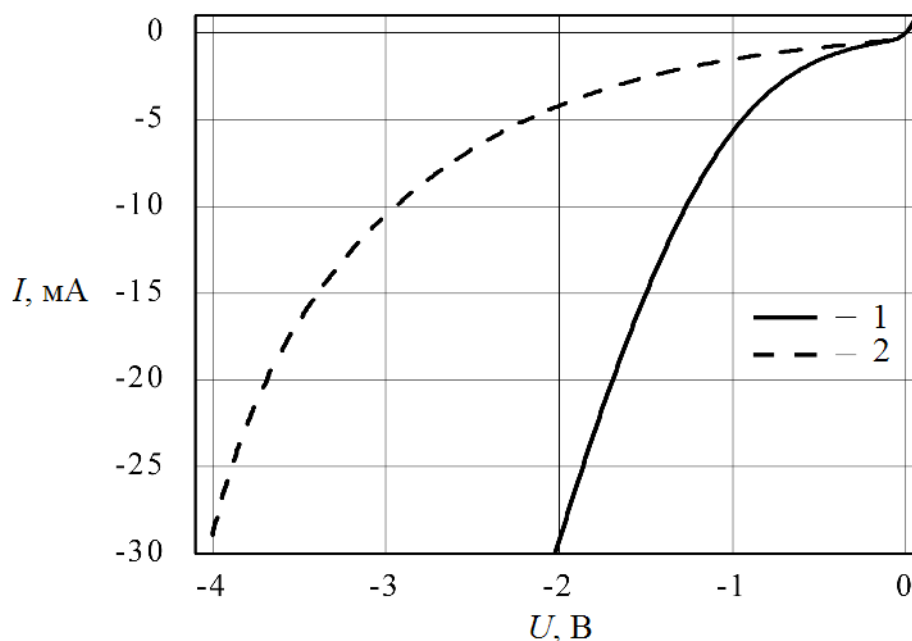


Рисунок 3.20 – Экспериментальные обратные ВАХ НДПП с $\phi_b=0,17$ В:

1 – на основе гомоструктуры; 2 – на основе гетероструктуры

2) использование предложенной гетероструктуры приводит к увеличению пробивного напряжения НДПП при условии равенства толщин i слоев в гомо- и гетероструктурах. Например, для НДПП с $\phi_b=0,2$ В пробивное напряжение составило 4,8 В при использовании гомоструктуры и 5,9 В при использовании гетероструктуры, что соответствует увеличению пробивного напряжения в 1,23

раза. По параметру пробивного напряжения гетероструктурный диод превосходит гомоструктурные диоды с существенно большей высотой потенциального барьера (кривые 2 и 3 на рисунке 3.19);

3) использование предложенной гетероструктуры не приводит к ухудшению параметров прямой ВАХ НДПП R_s и n по сравнению с диодом на основе гомоструктуры (см. данные таблиц 3.1 и 3.3).

3.4 Выводы

1) Снижение обратного тока НДПП приводит к повышению чувствительности детектора по напряжению мощности СВЧ сигнала во всем диапазоне мощности входного сигнала, что наиболее сильно проявляется при высоком уровне мощности, а также к улучшению температурной стабильности выходного напряжения детектора.

2) Причиной высокого обратного тока НДПП на основе гомоструктуры являются малая высота встроенного треугольного потенциального барьера, а также характер изменения его формы, наблюдаемые при росте обратного напряжения и проявляющиеся в значительном уменьшении высоты и ширины потенциального барьера.

3) Принципиальная конструкция разработанной полупроводниковой гетероструктуры на основе переходов GaAs/InGaAs, в которой потенциальный барьер формируется за счет комбинации гомо- и гетеропереходов, позволяет сформировать результирующий потенциальный барьер, обладающий следующими свойствами:

- трапецевидной формой;
- частичным расположением в полупроводниковой области, обогащенной свободными носителями заряда;
- более высокой стабильностью высоты и ширины во всем диапазоне обратного напряжения.

4) Применение разработанных гетероструктур n^+ -GaAs/ n^+ -In_{0,25}GaAs/ i -

$\text{In}_{0,25}\text{GaAs}/p^+-\text{GaAs}/i\text{-GaAs}/n^+-\text{GaAs}$ в НДПП по сравнению с гомоструктурами $n^+-\text{GaAs}/p^+-\text{GaAs}/i\text{-GaAs}/n^+-\text{GaAs}$:

- обеспечивает существенное (в 3-5 раз) снижение обратного тока НДПП во всем диапазоне обратного напряжения при условии равенства площади перехода и высоты потенциального барьера;

- позволяет увеличить пробивное напряжение НДПП при фиксированной толщине i слоя структур по сравнению с НДПП на основе гомоструктур;

- не приводит к ухудшению параметров прямой ветви ВАХ НДПП, проявляющемуся в возрастании значений сопротивления потерь R_s и показателя идеальности n .

ГЛАВА 4. Уточненная нелинейная модель НДПП

4.1 Предпосылки к разработке уточненной нелинейной модели НДПП

Анализ эквивалентной схемы, приведенной на рисунке 1.19, позволяет сформулировать предпосылки к разработке уточненной эквивалентной схемы нелинейной модели НДПП.

1) Как было отмечено в разделе 1.2.3, использование в составе эквивалентной схемы НДПП двух элементов VD_f и VD_r обусловлено необходимостью учета высокого обратного тока в рабочем диапазоне обратного напряжения. В стандартной эквивалентной схеме удовлетворение данного требования приводит к разделению емкости перехода C_J на две равные составляющие $C_J/2$, входящие в состав универсальных схем замещения простейших выпрямляющих диодов VD_f и VD_r , как показано на рисунке 1.19,б.

При типичной емкости перехода НДПП 30 фФ данное допущение приемлемо в диапазоне частот от 0 до 30–40 ГГц, в котором емкостная составляющая комплексного сопротивления перехода много больше его активной составляющей, т. е. $1/(2\pi f C_J) \gg r_J$. Однако по мере дальнейшего роста частоты данное допущение может вносить нарастающую погрешность в СВЧ характеристики стандартной эквивалентной схемы НДПП. Возникновение погрешности вызвано тем, что составляющие $C_J/2$ включены в разные ветви эквивалентной схемы (см. рисунок 1.19,б), при этом другие соответствующие элементы ветвей (R_{Sf} и R_{Sr} , r_{Jf} и r_{Jr}) могут существенно отличаться друг от друга по величине. Из этого следует, что наибольшим соответствием реальной конструкции НДПП должна обладать эквивалентная схема, в которой емкость перехода, присущая конструктивно единому физическому объекту, описывается одним элементом эквивалентной схемы.

2) Как было отмечено в разделе 1.2.2, для НДПП характерны сравнительно большие величины сопротивлений потерь R_{Sf} и R_{Sr} , типичные значения которых составляют (20–50) Ом. В эквивалентной схеме стандартной нелинейной модели

НДПП сопротивления R_{Sf} и R_{Sr} включают сумму линейных сопротивлений омических контактов, металлических выводов катода и анода, n^+ слоев полупроводниковой структуры, а также сопротивления пространственного заряда i слоя полупроводниковой структуры при прямом или обратном включении НДПП. При этом сопротивление пространственного заряда i слоя существенно превышает сумму оставшихся сопротивлений конструктивных элементов НДПП, которая составляет величину менее 3 Ом. В конструкции НДПП i слой также определяет емкость перехода по аналогии с i слоем обыкновенного pin диода. Из этого следует, что наибольшим соответствием реальной конструкции НДПП должна обладать эквивалентная схема, в которой каждое из сопротивлений потерь R_{Sf} и R_{Sr} разделено на две составляющие, одна из которых включена параллельно емкости перехода, а другая – последовательно с ней.

4.2 Уточненная эквивалентная схема НДПП

На основе анализа, проведенного в предыдущем разделе, была разработана эквивалентная схема уточненной модели НДПП [89], приведенная на рисунке 4.1.

В предложенной эквивалентной схеме элемент VD_f представлен схемой замещения, включающей резисторы r_{Jf} , R_{if} , R_{Sc} и конденсатор C_J . Нелинейное сопротивление резистора r_{Jf} определяется согласно формуле (1.7) и представляет собой дифференциальное сопротивление перехода. Линейное сопротивление элемента VD_f в предлагаемой схеме разделено на две составляющие: сопротивление резистора R_{if} соответствует линейному сопротивлению пространственного заряда i слоя, а сопротивление резистора R_{Sc} соответствует сумме линейных сопротивлений полупроводниковых n^+ слоев, омических контактов и металлических выводов катода. Резистор R_{if} включен в цепь параллельно конденсатору C_J , емкость которого равна емкости перехода НДПП. Резистор R_{Sc} включен в цепь последовательно с конденсатором C_J . Аналогичным образом с помощью резисторов r_{Jr} , R_{ir} , R_{Sc} и конденсатора C_J представляется элемент VD_r . В приведенной эквивалентной схеме резистор R_{Sc} и конденсатор C_J

являются общими для элементов VD_f и VD_r , что в наибольшей степени соответствует реальной конструкции НДПП.

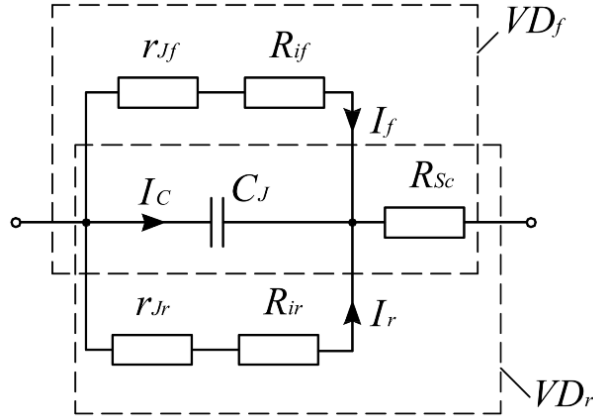


Рисунок 4.1 – Эквивалентная схема уточненной модели НДПП

В общем виде математическое описание уточненной модели НДПП может быть представлено выражением (4.1), которое отражает зависимость тока через НДПП I_d от величины приложенного к нему внешнего напряжения U_d и частоты внешнего сигнала ω для эквивалентной схемы, приведенной на рисунке 4.1.

$$I_d(U_d, \omega) = I_f + I_r + I_C, \quad (4.1)$$

где I_f – ток в ветви с резистором r_{Jf} ;

I_r – ток в ветви с резистором r_{Jr} ;

I_C – ток в ветви с конденсатором C_J .

Поскольку механизм протекания токов I_f и I_r через нелинейные сопротивления r_{Jf} и r_{Jr} имеет термоэмиссионную природу, токи через резисторы r_{Jf} и r_{Jr} могут быть описаны выражениями (4.2) и (4.3), соответственно.

$$I_f(U_{Jf}, \omega) = I_{sf} \cdot \left[\exp\left(\frac{qU_{Jf}}{n_f kT}\right) - 1 \right], \quad (4.2)$$

где U_{Jf} – напряжение на резисторе r_{Jf} ;
 n_f – показатель идеальности ВАХ;
 I_{Sf} – ток насыщения.

$$I_r(U_{Jr}, \omega) = I_{Sr} \cdot \left[\exp\left(-\frac{qU_{Jr}}{n_r kT}\right) - 1 \right], \quad (4.3)$$

где U_{Jr} – напряжение, приложенное к резистору r_{Jr} ;
 n_r – показатель идеальности ВАХ;
 I_{Sr} – ток насыщения.

Знак минус в показателе экспоненты в формуле (4.3) учитывает встречно-параллельное включение элементов VD_f и VD_r .

Ток I_C соответствует току смещения через конденсатор C_J и описывается выражением (4.4).

$$I_C(U_{Jf}, \omega) = -jU_C \omega C_J, \quad (4.4)$$

где U_C – напряжение на конденсаторе C_J .

Выражая напряжения U_{Jf} и U_{Jr} через соответствующие токи и сопротивления эквивалентной схемы, приведенной на рисунке 4.1, можно получить математическое описание уточненной СВЧ модели НДПП в виде выражения (4.5) с параметрами I_{Sf} , I_{Sr} , n_f , n_r , R_{if} , R_{ir} , R_{Sc} и C_J .

$$I_d(U_d, \omega) = I_{Sf} \cdot \left[\exp\left(q \frac{U_d - I_f R_{if} - (I_f - I_r + I_C) R_{Sc}}{n_f kT}\right) - 1 \right] - I_{Sr} \cdot \left[\exp\left(q \frac{-U_d - I_r R_{ir} - (I_r - I_f + I_C) R_{Sc}}{n_r kT}\right) - 1 \right] - jU_C \omega C_J \quad (4.5)$$

4.3 Экстракция параметров уточненной эквивалентной схемы НДПП

Для определения параметров I_{sf} , I_{sr} , n_f , n_r , R_{if} , R_{ir} , R_{Sc} и C_J модели НДПП, описываемой выражением (4.5), измеряются и затем математически обрабатываются характеристики специально спроектированных и изготовленных тестовых элементов, составляющих тестовый модуль [89]. Тестовый модуль изготавливается на GaAs полупроводниковой пластине в соответствии с технологическим маршрутом, приведенным в разделе 2.2. Пластина содержит не менее 8 тестовых модулей, распределенных равномерно по площади пластины.

Тестовый модуль включает следующие элементы:

- 1) базовый диод, параметры нелинейной СВЧ модели которого необходимо определить;
- 2) конструктивный аналог № 1 базового диода, в котором отсутствует полупроводниковая область базы диода, а омический контакт анода сформирован непосредственно к высоколегированному катодному контактному n^+ слою полупроводника;
- 3) конструктивный аналог № 2 базового диода, в котором отсутствует металлический вывод анода.

Топология тестовых элементов обеспечивает возможность измерения их S -параметров непосредственно на полупроводниковой пластине и последующего математического исключения подводящих линий, как указано в разделе 2.5. В настоящей работе использована топология с последовательным включением каждого тестового элемента в микрополосковую линию передачи, как показано на рисунке 4.2.

Определение параметров выражения (4.5), необходимых для полного описания модели НДПП, проводится в несколько этапов.

На первом этапе находятся параметры I_{sf} , I_{sr} , n_f , n_r , а также суммы параметров $(R_{if}+R_{Sc})$ и $(R_{ir}+R_{Sc})$ с использованием результатов измерения ВАХ базовых диодов на постоянном токе. При этом предполагается, что экспериментальные ВАХ НДПП аппроксимируются выражением (4.6), которое

получается из выражения (4.5) для частного случая, характеризуемого следующими условиями измерения ВАХ:

- частота внешнего сигнала равна нулю, т. е. $\omega = 0$ рад/с, следовательно, $I_C = 0$ А;
- величина тока через резистор R_{Sc} приблизительно равна I_f при прямом смещении на НДПП;
- величина тока через резистор R_{Sc} приблизительно равна I_r при обратном смещении на НДПП.

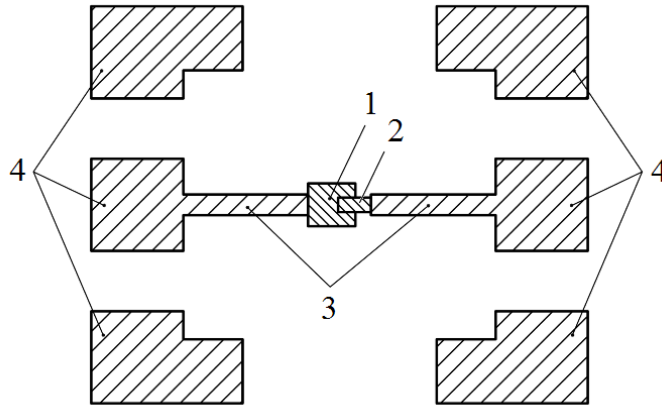


Рисунок 4.2 – Топология тестового элемента: 1 – базовый диод или один из конструктивных аналогов базового диода; 2 – металлический вывод анода; 3 – подводящие микрополосковые линии; 4 – контактные площадки для установки СВЧ зондов

$$I_d(U_d) = I_{sf} \cdot \left[\exp \left(q \frac{U_d - I_f(R_{if} + R_{Sc})}{n_f k T} \right) - 1 \right] - I_{sr} \cdot \left[\exp \left(q \frac{-U_d - I_r(R_{ir} + R_{Sc})}{n_r k T} \right) - 1 \right] \quad (4.6)$$

Выражение (4.6) содержит шесть неизвестных параметров I_{sf} , I_{sr} , n_f , n_r , $(R_{if} + R_{Sc})$ и $(R_{ir} + R_{Sc})$.

Значения параметров I_{sf} , I_{sr} , n_f , n_r , $(R_{if} + R_{Sc})$ и $(R_{ir} + R_{Sc})$ получаются методом подбора по критерию максимального совпадения графиков, построенных по (4.6), с экспериментальными ВАХ репрезентативной выборки базовых диодов,

измеренными на неразделенной пластине. Подбор параметров выполняется последовательно за несколько шагов:

1) приравниванием к нулю второго слагаемого выражения (4.6) при предположении, что $I_f \gg I_{Sf}$, получается выражение (4.7). Решается система из трех уравнений вида (4.7) для трех различных точек ($I_d ; U_d$) на прямой ветви ВАХ, и находятся приблизительные значения параметров I_{Sf} , n_f и $(R_{if} + R_{Sc})$.

$$I_d(U_d) = I_{Sf} \cdot \exp\left(q \frac{U_d - I_f(R_{if} + R_{Sc})}{n_f k T}\right) \quad (4.7)$$

2) приравниванием к нулю первого слагаемого выражения (4.6) при предположении, что $I_r \gg I_{Sr}$, получается выражение (4.8), и по аналогии с предыдущим шагом вычисляются приблизительные значения параметров I_{Sr} , n_r и $(R_{ir} + R_{Sc})$.

$$I_d(U_d) = -I_{Sr} \cdot \exp\left(q \frac{-U_d - I_r(R_{ir} + R_{Sc})}{n_r k T}\right) \quad (4.8)$$

3) проводится уточнение полученных параметров I_{Sf} , I_{Sr} , n_f , n_r , $(R_{if} + R_{Sc})$ и $(R_{ir} + R_{Sc})$ с использованием среды AWR Microwave Office путем подстановки параметров элементов в схему, приведенную на рисунке 3.3 (предполагая $I_0 = I_S$, $Nu = n$ и $R_S = R_i + R_{Sc}$ для каждого из диодов VD1 и VD2) и достижения максимально точного совпадения экспериментальных и расчетных ВАХ.

На втором этапе находится параметр R_{Sc} и вычисляются значения R_{if} и R_{ir} . Для нахождения R_{Sc} проводится измерение на постоянном токе омического сопротивления конструктивного аналога № 1 базового диода. Из измеренного сопротивления тестового элемента № 1 исключаются сопротивления подводящих микрополосковых линий и контактных площадок, в результате чего вычисляется сопротивление R_{Sc} . Из вычисленных на первом этапе значений $(R_{if} + R_{Sc})$ и $(R_{ir} + R_{Sc})$ вычитается значение R_{Sc} , в результате вычисляются величины параметров R_{if} и R_{ir} .

На третьем этапе вычисляется параметр C_J . Для этого проводится измерение малосигнальных S -параметров базового диода и его конструктивного аналога № 2, поскольку измерение емкости при помощи измерителя иммитанса не применимо для данного типа диода [90]. Емкость базового диода определяется суммой емкости перехода C_J НДПП и емкости разрыва в микрополосковой линии передачи C_{gap} , а емкость конструктивного аналога № 2 определяется только емкостью разрыва в микрополосковой линии передачи C_{gap} . При этом коэффициент передачи по мощности $|S_{21}|_{base}$ базового диода на частоте сигнала ω описывается выражением (4.9), а коэффициент передачи по мощности $|S_{21}|_2$ конструктивного аналога № 2 на частоте ω описывается выражением (4.10).

$$|S_{21}|_{base}(\omega) = 10 \lg \left[1 + \frac{1}{(2\omega Z_0 (C_J + C_{gap}))^2} \right], \quad (4.9)$$

где $|S_{21}|_{base}$ – коэффициент передачи по мощности базового диода, дБ;
 Z_0 – волновое сопротивление линии передачи, Ом.

$$|S_{21}|_2(\omega) = 10 \lg \left[1 + \frac{1}{(2\omega Z_0 C_{gap})^2} \right], \quad (4.10)$$

где $|S_{21}|_2$ – коэффициент передачи по мощности конструктивного аналога № 2, дБ.

Из выражения (4.9) находится сумма $(C_J + C_{gap})$, из выражения (4.10) находится C_{gap} , затем вычисляется значение C_J .

4.4 Теоретическое исследование характеристик детектора мощности СВЧ при использовании стандартной и уточненной моделей НДПП

Теоретическое исследование влияния различий между стандартной и уточненной в настоящей работе моделями НДПП на частотные характеристики конечного устройства была проведена путем моделирования

ультраширокополосного детектора поглощаемой мощности, функционирующего в диапазоне частот от 0,01 до 110 ГГц.

Электрическая схема детектора с входными и выходными цепями, приведенная на рисунке 4.3, содержит источник СВЧ сигнала P_{in} с волновым сопротивлением Z_0 (50 Ом), непосредственно детектор поглощаемой мощности, а также вольтметр V для измерения выходного напряжения детектора. Детектор состоит из входного резистора R_{in} , предназначенного для согласования детектора с СВЧ трактом в широком диапазоне частот, НДПП VD , нагрузочного резистора R_l и нагрузочной емкости C_l . Численное значение R_{in} было подобрано в среде AWR Microwave Office по критерию наилучшего согласования в широкой полосе частот. Значения R_l и C_l являются типичными для данного типа устройств. С помощью элементов L_a и C_{gap} были учтены паразитные параметры НДПП, связанные с его конструктивным исполнением: L_a соответствует расчетной индуктивности анодного вывода, а C_{gap} соответствует емкости, рассчитанной согласно приведенной в разделе 4.3 методике. Номиналы элементов R_l и C_l соответствуют одному из возможных вариантов нагрузки для детектирующего элемента.

Численные значения элементов Z_0 , R_{in} , R_l , L_a , C_{gap} и C_l , использованные при расчете частотных характеристик детектора, приведены в таблице 4.1.

При расчете характеристик детектора использовались стандартная и уточненная модели НДПП с площадью анода 50 мкм^2 и высотой потенциального барьера 0,25 В, параметры элементов эквивалентных схем которых приведены в таблице 4.2.

Моделирование проводилось в среде AWR Microwave Office. Детектор представлялся в виде микрополосковой GaAs МИС с толщиной кристалла 100 мкм. С целью достижения минимального значения КСВН на входе детектора была выполнена оптимизация геометрических размеров входной микрополосковой линии передачи и номинала резистора R_{in} .

Первоначально расчет выполнялся для стандартной модели НДПП, а затем стандартная модель НДПП заменялась на уточненную модель при сохранении

численных значений остальных параметров и размеров входной микрополосковой линии.

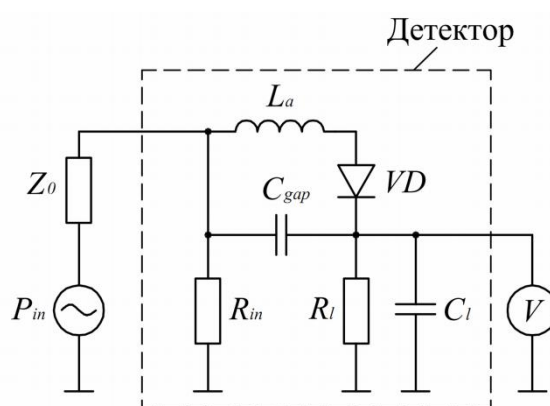


Рисунок 4.3 – Электрическая схема ультраширокополосного детектора поглощаемой мощности с входными и выходными цепями

Таблица 4.1 – Численные значения параметров элементов электрической схемы детектора, приведенной на рисунке 4.3

Обозначение элемента	Единицы измерения	Значение параметра
Z_0	Ом	50
R_{in}	Ом	44,4
R_l	Ом	40000
L_a	пГн	16
C_{gap}	фФ	5
C_l	пФ	20

На рисунках 4.4 и 4.5 представлены результаты расчета частотных характеристик КСВН на входе детектора и выходного напряжения детектора при фиксированной мощности СВЧ сигнала на входе ($P_{in}=1$ мВт). На рисунке 4.6 приведена частотная зависимость относительного отклонения расчетных

характеристик при использовании уточненной модели вместо стандартной модели.

Таблица 4.2 – Параметры элементов эквивалентных схем стандартной и уточненной моделей НДПП

Обозначение элемента	Единицы измерения	Стандартная модель	Уточненная модель
I_{Sf}	А	$1,1 \times 10^{-5}$	$1,1 \times 10^{-5}$
I_{Sr}	А	$4,0 \times 10^{-5}$	$4,0 \times 10^{-5}$
n_f	-	1,14	1,14
n_r	-	32	32
R_{Sf}	Ом	27	-
R_{Sr}	Ом	100	-
R_{if}	Ом	-	24
R_{ir}	Ом	-	97
R_{Sc}	Ом	-	3
C_J	фФ	24	24

Анализ частотных зависимостей, приведенных на рисунках 4.4 – 4.6, позволяет сделать следующие выводы:

1) в диапазоне частот от 0,01 до 50 ГГц отклонение характеристик детектора с уточненной моделью НДПП составило не более 6% по отношению к характеристикам детектора со стандартной моделью НДПП. В данном частотном диапазоне при расчете устройств возможно применение обеих моделей НДПП;

2) в диапазоне частот от 50 до 110 ГГц наблюдается расхождение расчетных кривых, при этом степень расхождения увеличивается по мере роста рабочей частоты и может достигать 75%.

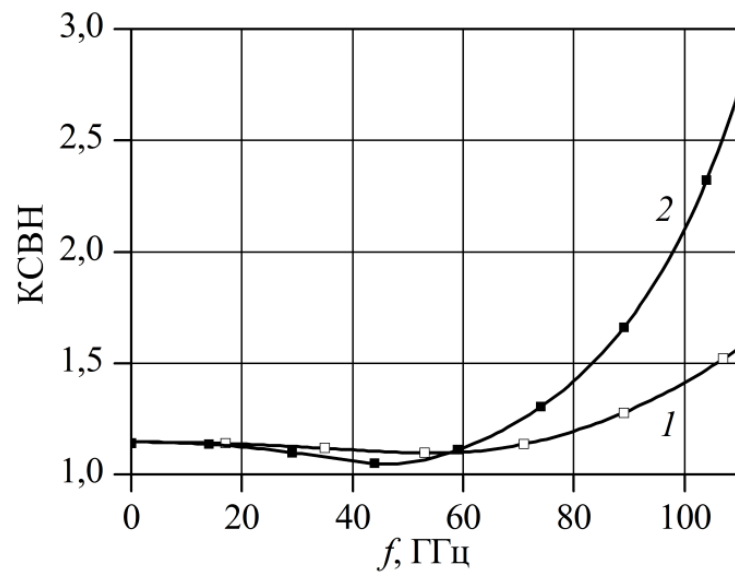


Рисунок 4.4 – Зависимость КСВН от частоты:
 1 – стандартная модель; 2 – уточненная модель

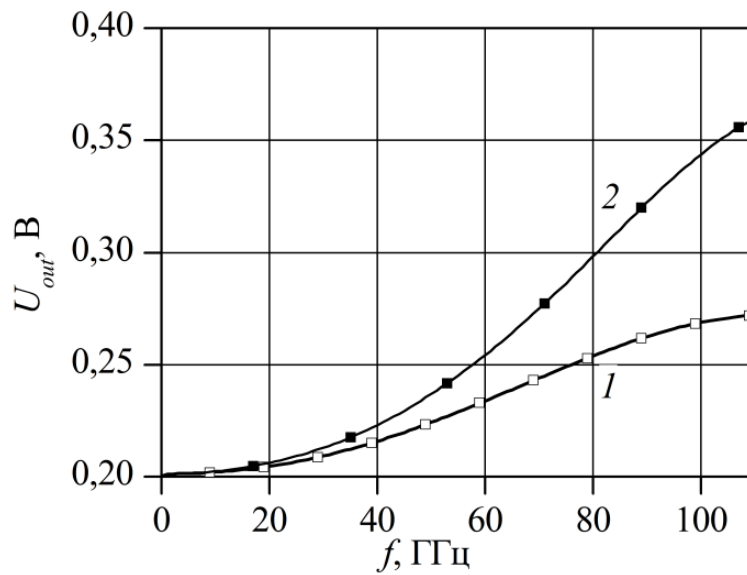


Рисунок 4.5 – Зависимость выходного напряжения детектора U_{out} от частоты:
 1 – стандартная модель; 2 – уточненная модель

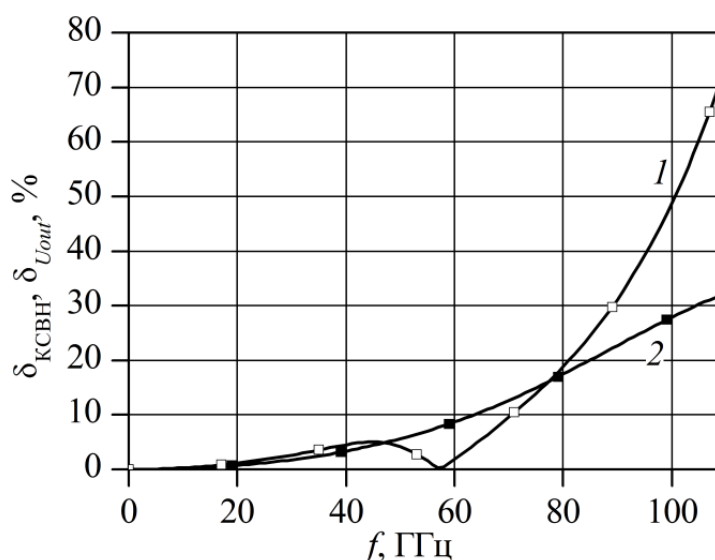


Рисунок 4.6 – Частотные зависимости относительного отклонения характеристик при использовании уточненной модели НДПП вместо стандартной: 1 – для КСВН; 2 – для выходного напряжения

4.5 Верификация уточненной модели НДПП

Верификация модели была проведена путем сравнения экспериментальных характеристик детектора мощности с соответствующими расчетными характеристиками, полученными с использованием стандартной и уточненной моделей НДПП, в диапазоне частот от 1 до 67 ГГц.

Электрическая схема исследованного детектора приведена на рисунке 4.7. Функции элементов P_{in} , Z_0 и V данной схемы аналогичны функциям соответствующих элементов электрической схемы, приведенной на рисунке 4.3. Детектор содержит две ветви с НДПП $VD1$ и $VD2$. В каждой цепи установлены блокировочные конденсаторы $C1$ и $C2$ емкостью 20 пФ.

Расчет и оптимизация топологии проводились в среде AWR Microwave Office с применением электромагнитного анализа. Изображение разработанной модели детектора представлено на рисунке 4.8. Микроскопическое изображение изготовленного детектора представлено на рисунке 4.9. Параметры эквивалентных схем стандартной и уточненной моделей НДПП, использованные в расчете, были получены по методике, описанной в разделе 4.3, и приведены в таблице 4.3.

Площадь перехода НДПП составляла 35 мкм^2 , высота потенциального барьера 0,25 В.

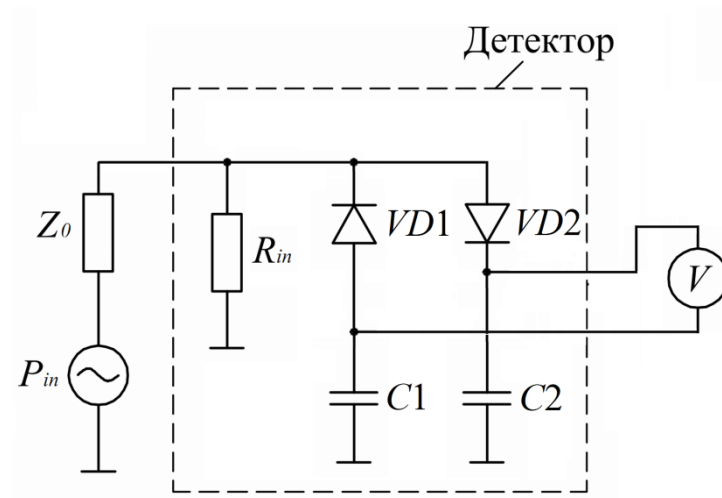


Рисунок 4.7 – Электрическая схема исследованного детектора с входными и выходными цепями

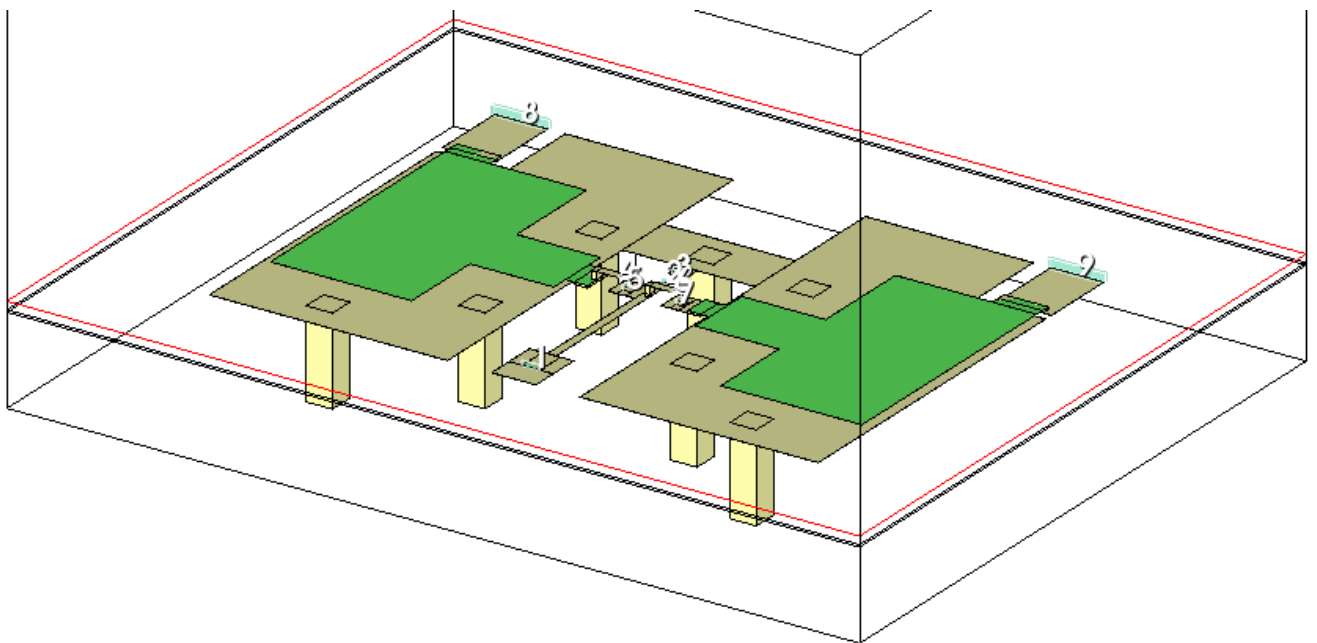


Рисунок 4.8 – Расчетная модель исследованного детектора для проведения электромагнитного анализа

Результаты экспериментальных измерений совместно с результатами расчета приведены на рисунках 4.9 и 4.10: на рисунке 4.9 приведены частотные характеристики КСВН детектора, на рисунке 4.10 приведены частотные характеристики выходного напряжения детектора при фиксированной мощности СВЧ сигнала на входе ($P_{in}=2$ мВт).

Анализ приведенных на рисунках 4.9 и 4.10 зависимостей позволяет сделать следующие выводы:

1) в диапазоне частот от 1 до 35 ГГц расчетные характеристики КСВН детектора, полученные с использованием стандартной и уточненной моделей НДПП, демонстрируют хорошее качественное и количественное совпадение друг с другом. В диапазоне частот свыше 35 ГГц данные характеристики демонстрируют расхождение;

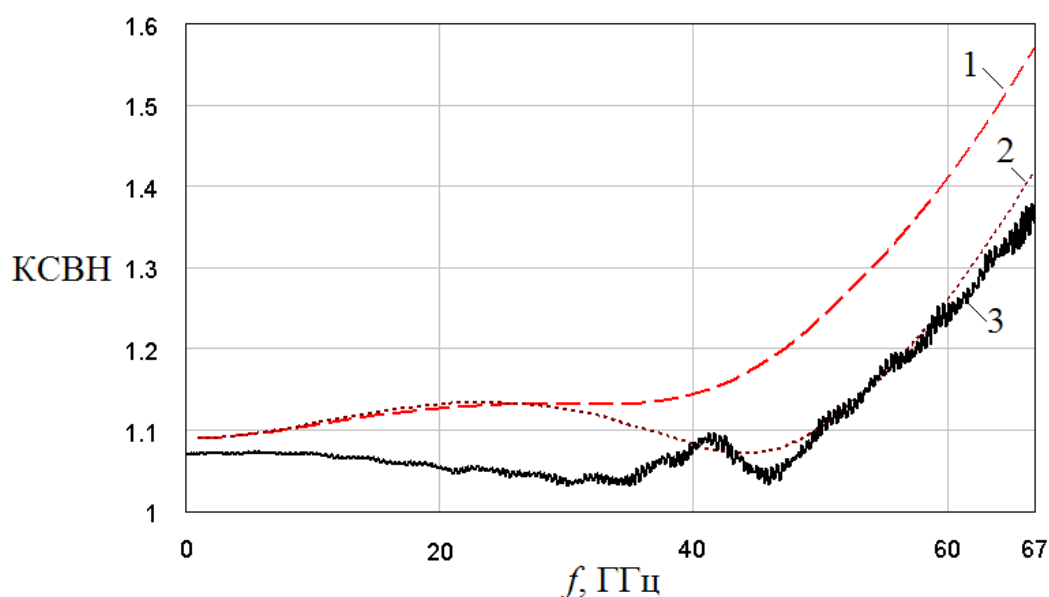


Рисунок 4.9 – Частотные характеристики КСВН детектора: 1 – результат расчета при использовании стандартной модели; 2 – результат расчета при использовании уточненной модели; 3 – экспериментальные данные

2) в диапазоне частот от 1 до 20 ГГц расчетные характеристики выходного напряжения детектора, полученные с использованием стандартной и уточненной моделей НДПП, демонстрируют хорошее качественное и количественное

совпадение друг с другом. В диапазоне частот свыше 20 ГГц данные характеристики демонстрируют нарастающее расхождение;

3) для обеих исследованных характеристик детектора использование уточненной модели НДПП приводит к получению результатов, более точно соответствующих экспериментальным данным, чем при использовании стандартной модели НДПП.

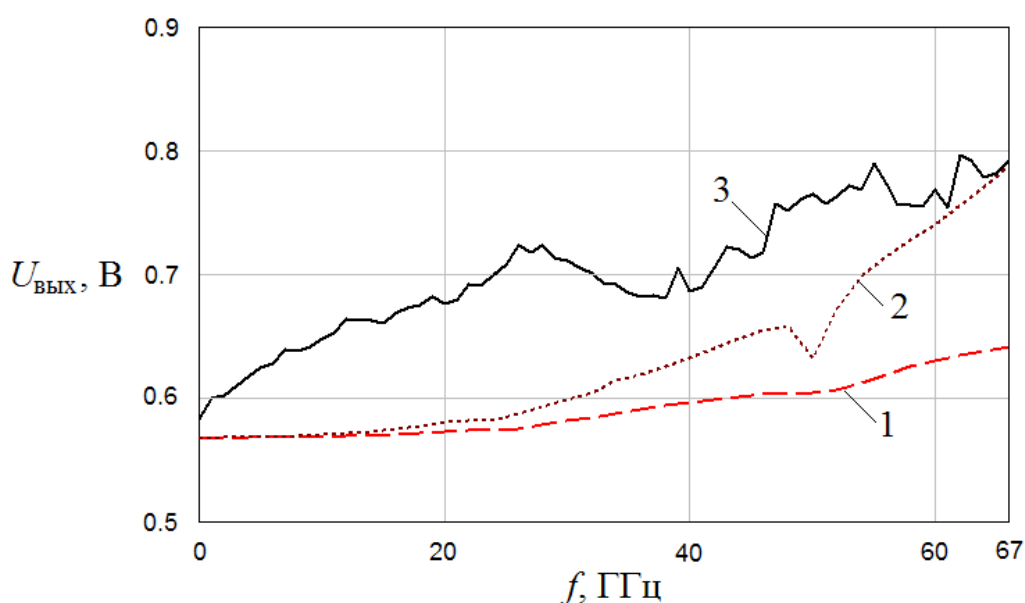


Рисунок 4.10 – Частотные характеристики выходного напряжения детектора: 1 – результат расчета при использовании стандартной модели; 2 – результат расчета при использовании уточненной модели; 3 – экспериментальные данные

4.6 Выводы

1) Предложенная и разработанная в рамках настоящей работы уточненная эквивалентная схема нелинейной модели НДПП обладает следующими принципиальными отличиями от стандартной эквивалентной схемы:

– линейное сопротивление в ветвях с выпрямляющими диодами, описывающими поведение НДПП при различной полярности включения, рассматривается в виде суммы двух компонент, одна из которых описывает сопротивление i -слоя для соответствующей полярности включения НДПП, а

вторая описывает сумму сопротивлений остальных конструктивных элементов НДПП;

– емкость НДПП представляется в виде единого элемента и включена параллельно с ветвями схемы, в которые входят выпрямляющие диоды, описывающие поведение НДПП при различной полярности включения, и соответствующие сопротивления i -слоя.

2) Для экстракции параметров уточненной эквивалентной схемы НДПП необходимо и достаточно иметь данные в виде низкочастотных характеристик и СВЧ параметров НДПП и двух его конструктивных аналогов, в первом из которых удалены все полупроводниковые слои, расположенные на катодном контактном слое, и омический контакт анода сформирован непосредственно к катодному контактному слою полупроводника, а во втором – отсутствует металлический вывод анода.

3) Различия в стандартной и уточненной эквивалентных схемах моделей НДПП приводят к существенному нарастающему расхождению расчетных частотных зависимостей КСВН и выходного напряжения детектора мощности на рабочих частотах свыше 50 ГГц, что было установлено в результате теоретического исследования характеристик детектора мощности СВЧ в диапазоне частот от 0,01 до 110 ГГц.

4) Использование уточненной модели НДПП приводит к получению результатов, более точно соответствующих экспериментальным измерениям, чем использование стандартной модели, о чем свидетельствует сравнение данных экспериментального исследования характеристик детектора мощности СВЧ в диапазоне частот от 0,01 до 67 ГГц с результатами расчета.

ГЛАВА 5. Монолитные интегральные схемы СВЧ и КВЧ диапазонов частот на основе НДПП

5.1 Монолитные интегральные схемы детекторов мощности СВЧ сигнала

Основным практическим результатом настоящей работы является создание и внедрение серийной технологии изготовления МИС на основе гомо- и гетероструктурного НДПП [91, 92] (краткое описание технологического маршрута представлено в разделе 2.2). С использованием данной технологии к настоящему времени в АО «НПФ «Микран» был изготовлен ряд МИС сверхширокополосных детекторов мощности СВЧ на основе гомо- и гетероструктур с рабочим диапазоном частот от 10 МГц до 50 ГГц, которые нашли применение при создании различных устройств СВЧ в России и за рубежом.

Далее приводится описание ряда основных серийных СВЧ МИС. Результаты разработки данных СВЧ МИС, а также МИС, не описанных в данном разделе, представлены в работах [93 – 104].

МИС детектора поглощаемой мощности MD901 разработана для функционирования в диапазоне частот от 0,01 до 50 ГГц и имеет два каскада детектирования для обеспечения линейности детектирования в широком динамическом диапазоне. Микроскопическое изображение МИС MD901 представлено на рисунке 5.1. Основные характеристики МИС MD901 приведены на рисунках 5.2 – 5.4.

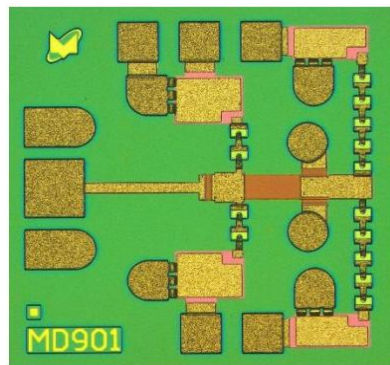


Рисунок 5.1 – Микроскопическое изображение МИС MD901 (размер кристалла
1,1 мм×1 мм)

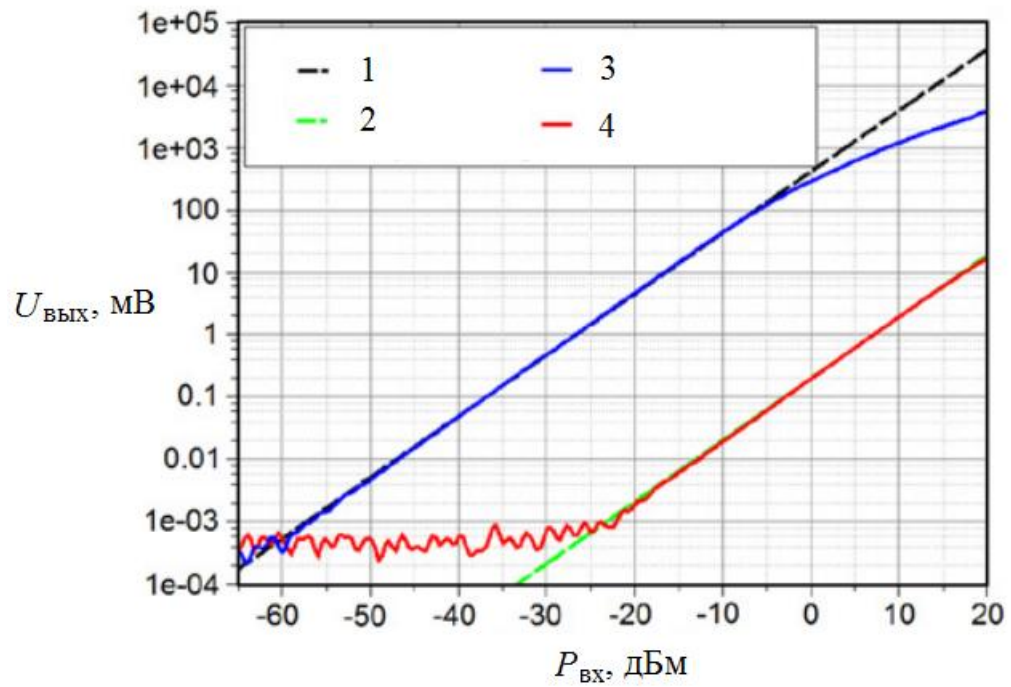


Рисунок 5.2 – Зависимость выходного напряжения от входной СВЧ мощности МИС MD901: 1, 2 – квадратичный закон; 3 – каскад низкой мощности; 4 – каскад высокой мощности

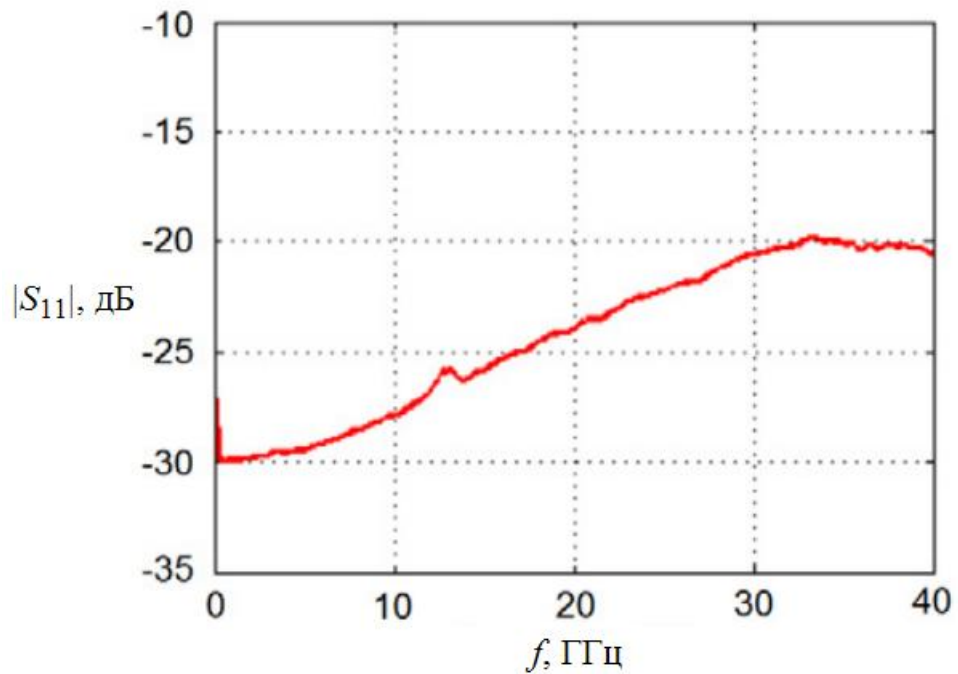


Рисунок 5.3 – Зависимость возвратных потерь от частоты МИС MD901

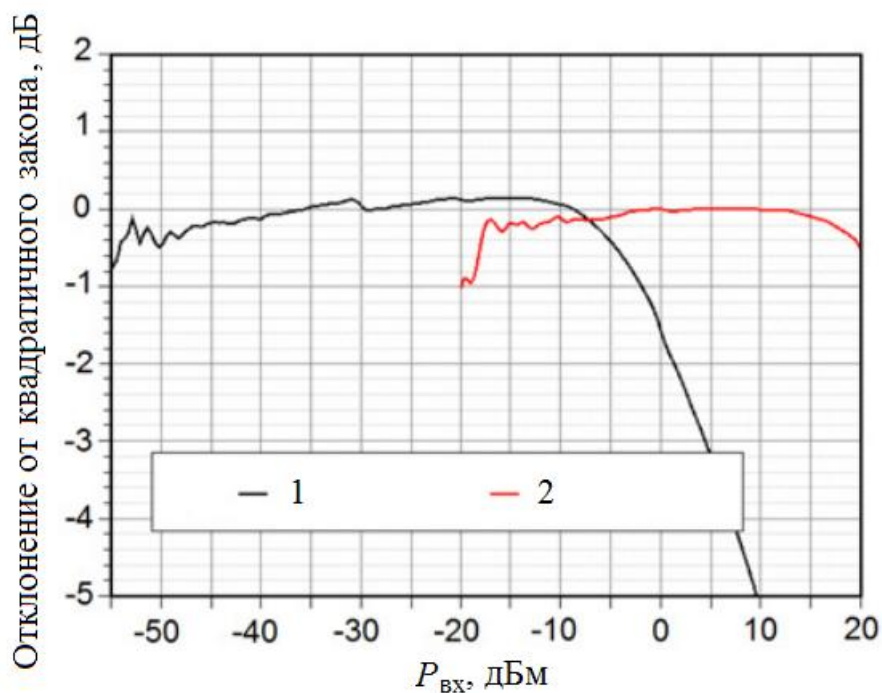


Рисунок 5.4 – Отклонение выходного напряжения детектора от квадратичного закона в зависимости от величины входной СВЧ мощности для МИС MD901: 1 – каскад низкой мощности; 2 – каскад высокой мощности

МИС направленного детектора проходящей мощности MD902 разработана для функционирования в диапазоне частот от 0,01 до 40 ГГц. Микроскопическое изображение МИС MD902 представлено на рисунке 5.5. Основные характеристики МИС MD902 приведены на рисунках 5.6 – 5.9.

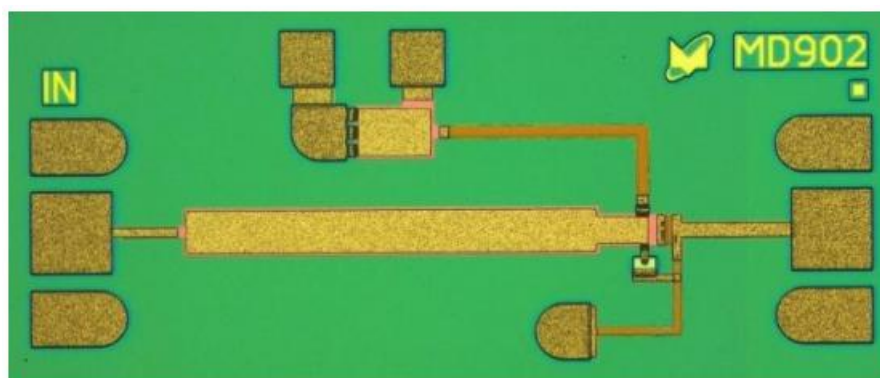


Рисунок 5.5 – Микроскопическое изображение МИС MD902 (размер кристалла 1,73 мм×0,69 мм)

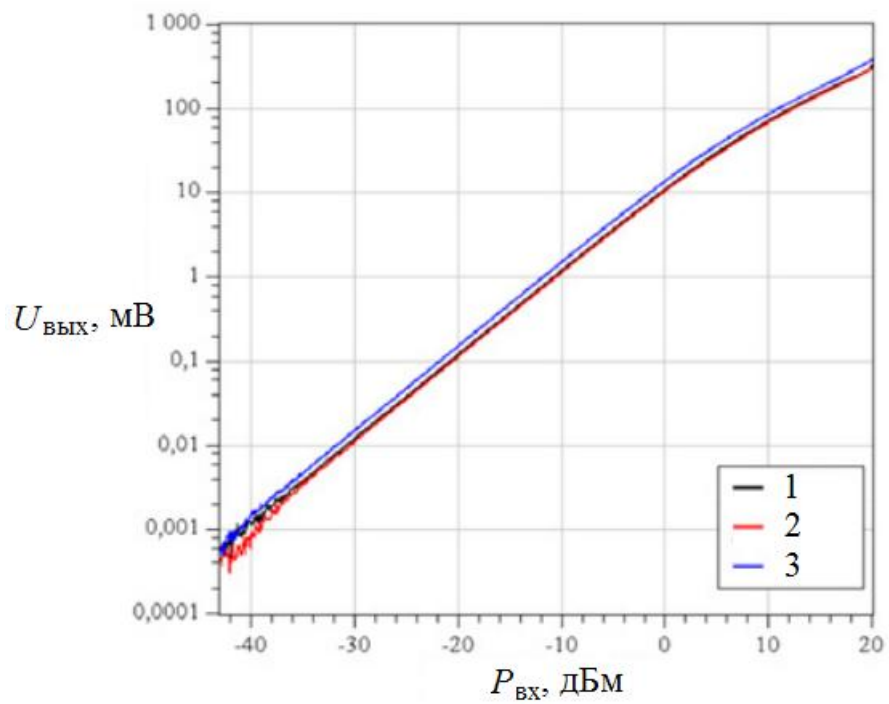


Рисунок 5.6 – Зависимость выходного напряжения детектора от входной СВЧ мощности МИС MD902: 1 – $f=1$ ГГц; 2 – $f=6$ ГГц; 3 – $f=18$ ГГц

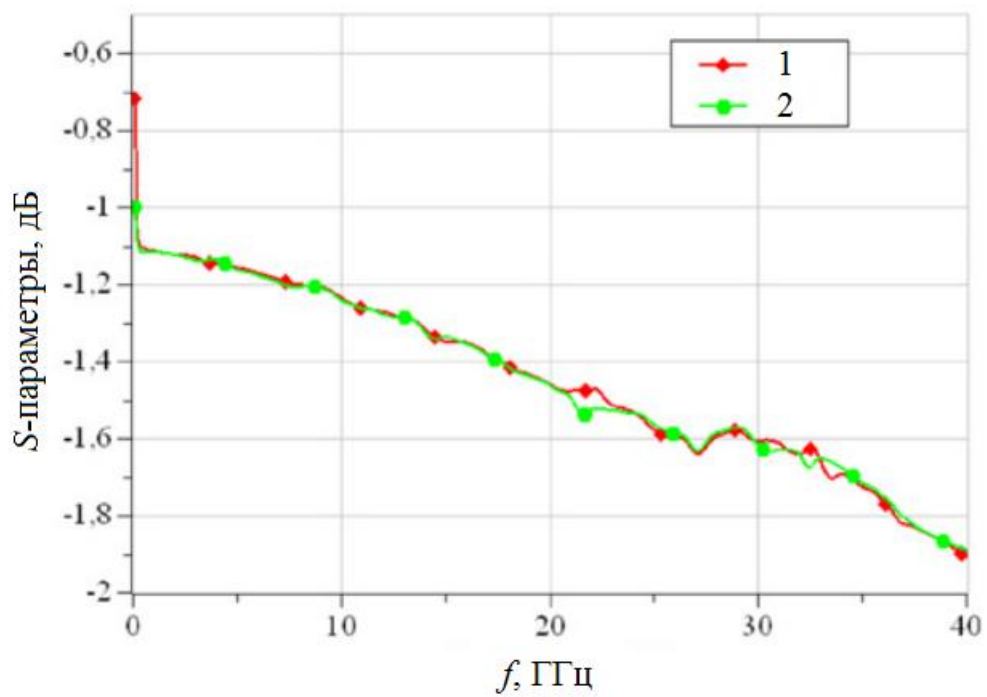


Рисунок 5.7 – Зависимость S -параметров от частоты МИС MD902: 1 – $|S_{12}|$; 2 – $|S_{21}|$

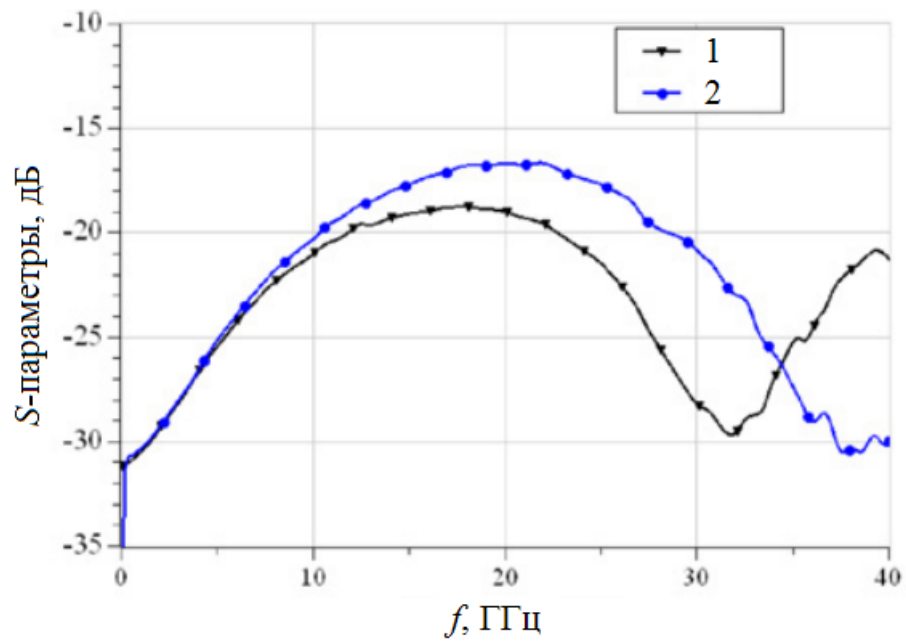


Рисунок 5.8 – Зависимость S -параметров от частоты МИС MD902: 1 – $|S_{11}|$;
2 – $|S_{22}|$

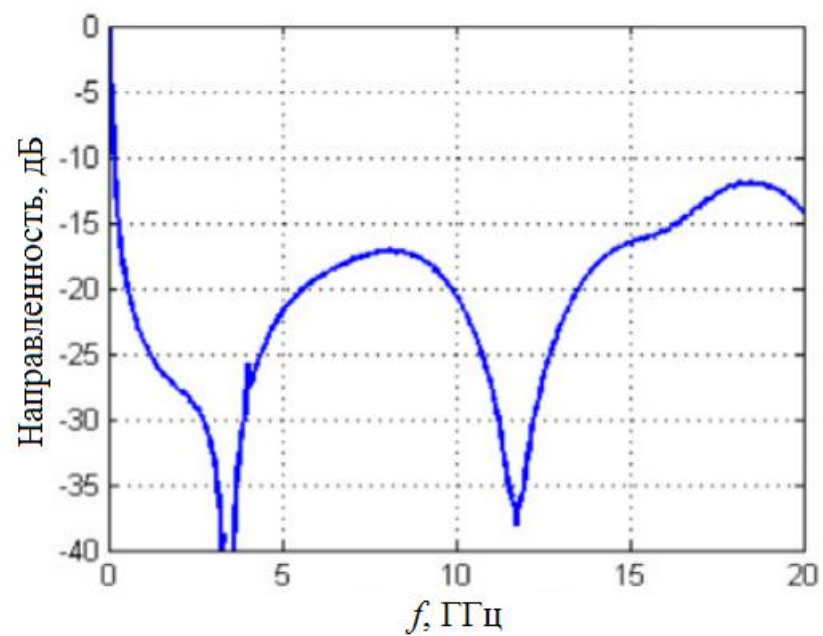


Рисунок 5.9 – Зависимость величины направленности от частоты МИС MD902

МИС детектора поглощаемой мощности MD903 разработана для функционирования в диапазоне частот от 0,01 до 50 ГГц в широком динамическом диапазоне. Микроскопическое изображение МИС MD903 представлено на рисунке 5.10. Основные характеристики МИС MD903 приведены на рисунках 5.11 – 5.13.

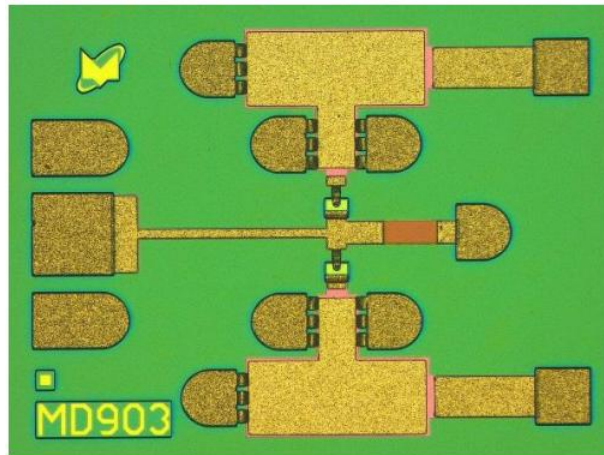


Рисунок 5.10 – Микроскопическое изображение МИС MD903 (размер кристалла 1,73 мм×0,69 мм)

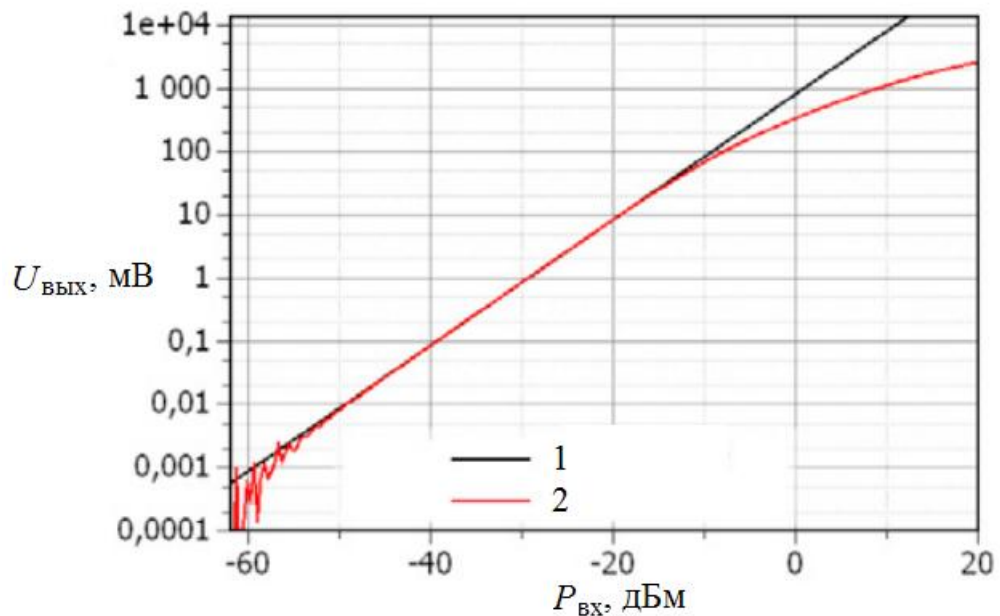


Рисунок 5.11 – Зависимость выходного напряжения детектора от входной СВЧ мощности МИС MD903: 1 – квадратичный закон; 2 – данные измерений

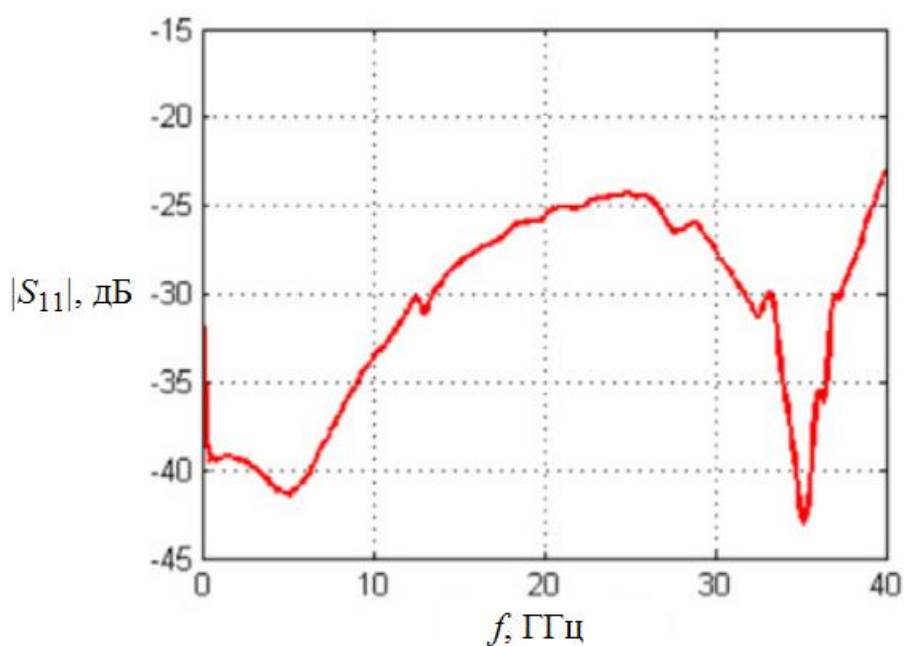


Рисунок 5.12 – Зависимость возвратных потерь от частоты МИС MD903

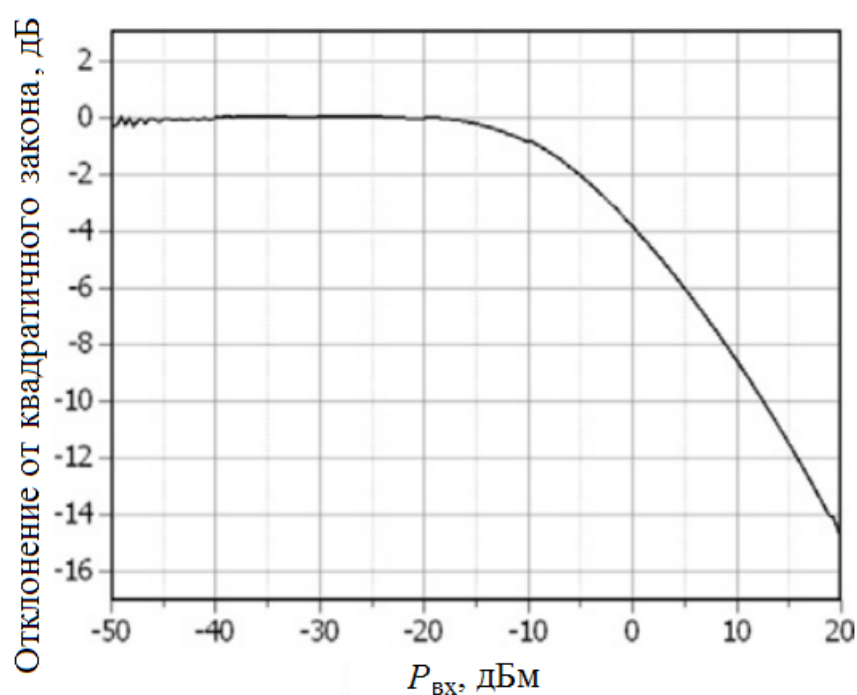


Рисунок 5.13 – Отклонение выходного напряжения детектора от квадратичного закона в зависимости от величины входной СВЧ мощности МИС MD903

По совокупности характеристик разработанные МИС не имеют прямых доступных аналогов в России и на зарубежном рынке, а наиболее близкие зарубежные аналоги уступают данным МИС по ширине динамического и

частотного диапазона, как показано в таблицах 5.1 и 5.2 [105]. Преимущества по сверхширокополосности разработанных МИС достигаются за счет расчета топологии под заданное применение, преимущества по ширине динамического диапазона достигаются за счет использования НДПП.

Таблица 5.1 – Основные характеристики СВЧ МИС детекторов поглощаемой мощности

Наименование (производитель)	Рабочий диапазон частот, ГГц	Динамический диапазон, дБм	Коэффициент отражения $ S_{11} $, дБ, не более
ADL6010 (Analog Devices)	0,5...43,5	–30...15	–4
ADL5906 (Analog Devices)	0,05...6	–49...0	–10
MD901 (АО «НПФ «Микран»)	0,01...50	–55...20	–20
MD903 (АО «НПФ «Микран»)	0,01...40	–55...20	–23

Таблица 5.2 – Основные характеристики СВЧ МИС детекторов проходящей мощности

Наименование (производитель)	Рабочий диапазон частот, ГГц	Динами- ческий диапазон, дБм	Коэффициент отражения $ S_{11} $, дБ, не более	Коэффициент передачи $ S_{21} $, дБ, не более	Направ- ленность, дБ, не менее
VMMK3313 (Avago Technologies)	15...33	–10...25	–20	–0,7	11

Таблица 5.2 (продолжение) – Основные характеристики СВЧ МИС детекторов проходящей мощности

Наименование (производитель)	Рабочий диапазон частот, ГГц	Динамический диапазон, дБм	Коэффициент отражения $ S_{11} $, дБ, не более	Коэффициент передачи $ S_{21} $, дБ, не более	Направленность, дБ, не менее
VMMK3413 (Avago Technologies)	25...45	-10...25	-19	-1,1	10
VMMK3213 (Avago Technologies)	6...18	-5...27	-18	-0,5	15
HMC7447 (Hittite Microwave)	71...86	-0,5...23,5	-15	-0,45	Нет данных
MD902 (АО «НПФ «Микран»)	0,1...40	-30...23	-15	-2	10

5.2 Сверхширокополосный ввод-вывод СВЧ сигнала кристалла МИС на основе сквозных металлизированных отверстий в GaAs

Характерной особенностью МИС детекторов мощности СВЧ сигнала, разрабатываемых на основе НДПП, является сверхширокий рабочий диапазон частот. В рамках настоящей работы была разработана, исследована и оптимизирована конструкция ввода-вывода СВЧ сигнала МИС на основе сквозных металлизированных отверстий (рисунок 1.21,г), позволяющая обеспечить более низкий коэффициент отражения СВЧ сигнала в рабочем диапазоне частот по сравнению со стандартным методом электрического

соединения контактных площадок полупроводникового кристалла с помощью проволочных выводов (рисунок 1.21,б), а также обладающего другими преимуществами по сравнению с рассмотренными в главе 1 способами монтажа (рисунки 1.21,а и 1.21,в).

Схематичное изображение конструкции ввода-вывода приведено на рисунке 5.14. Для реализации конструкции на обратной стороне кристалла МИС 1 и на плате 2 формируется требуемый топологический рисунок. При монтаже кристалл устанавливается на плату обратной стороной. Кристалл МИС содержит сквозные металлизированные отверстия, которые служат как для соединения элементов МИС с экраном (4 на рисунке 5.14), так и для ввода-вывода СВЧ и низкочастотных сигналов (3 на рисунке 5.14).

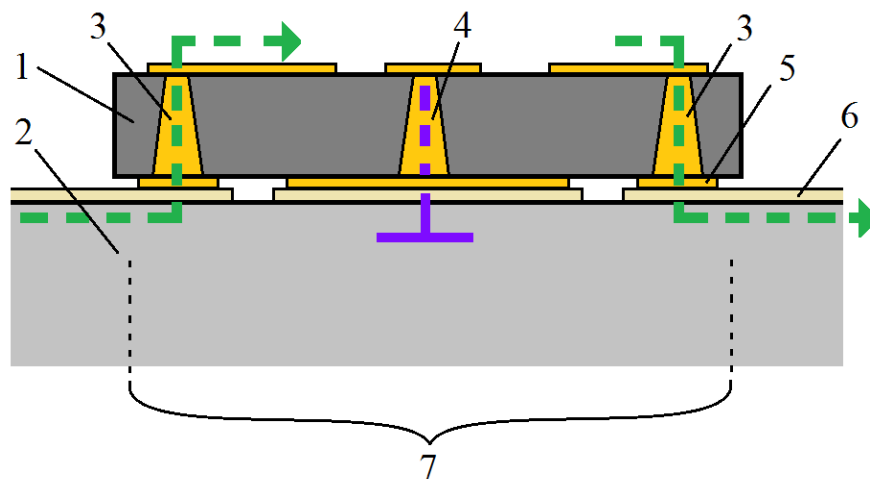


Рисунок 5.14 – Схематичное изображение разрабатываемой конструкции ввода-вывода сигнала МИС: 1 – кристалл МИС; 2 – плата; 3 – отверстие для ввода-вывода СВЧ и низкочастотных сигналов; 4 – отверстие для соединения элементов МИС с экраном; 5 – элемент топологии на обратной стороне кристалла МИС; 6 – элемент топологии на плате; 7 – посадочное место на плате

Разработка конструкции ввода-вывода включала решение следующих задач [106, 107]:

1) доработка существующей в АО «НПФ «Микран» серийной технологии изготовления обратной стороны GaAs МИС с целью получения надежной

электрической изоляции контактных площадок;

2) разработка и оптимизация топологии согласующих элементов посадочного места платы и топологии согласующих элементов МИС.

5.2.1 Доработка технологии изготовления обратной стороны кристалла GaAs МИС

В рамках настоящей работы было выполнено усовершенствование стандартной технологии изготовления МИС, поскольку она не обеспечивала электрическую изоляцию элементов топологии на обратной стороне. Это связано с тем, что при травлении золота в местах дорожек реза подслоя никеля не удалялся по причинам нецелесообразности и высокой химической стойкости подслоя никеля к травителям.

Электрическая изоляция элементов топологии (контактных площадок) на обратной стороне кристалла МИС была сформирована за счет введения дополнительной технологической операции реактивного ионного травления в существующий технологический маршрут изготовления обратной стороны полупроводниковой пластины. Травление в среде бора треххлористого (BCl_3) выполнялось непосредственно после операции жидкостного химического травления золота до снятия фоторезистивной маски (см. раздел 2.2, пункт «н»). В процессе травления проводилось удаление электропроводящего подслоя никеля. Запас по времени травления приводил к заглублению в подложку полуизолирующего арсенида галлия на общую глубину 3-5 мкм. Применение BCl_3 обеспечивало травления никеля и арсенида галлия в едином технологическом процессе. Изображение скола кристалла МИС в области изолирующей дорожки на обратной стороне, полученное с использованием растрового электронного микроскопа, приведено на рисунке 5.15.

Исследование качества электрической изоляции элементов топологии (контактных площадок), ее воспроизводимости по пластине, а также воспроизводимости от пластины к пластине выполнялось путем измерения ВАХ

тестовых элементов, специально изготовленных на обратной стороне пластины. Каждый тестовый элемент представлял собой две изолированные контактные площадки размером (200×200) мкм², расположенные на минимальном расстоянии друг от друга, равном 100 мкм. На рисунке 5.16 в качестве примера приведены результаты измерений ВАХ 16 тестовых элементов, выполненных на двух последовательно изготовленных полупроводниковых пластинах.

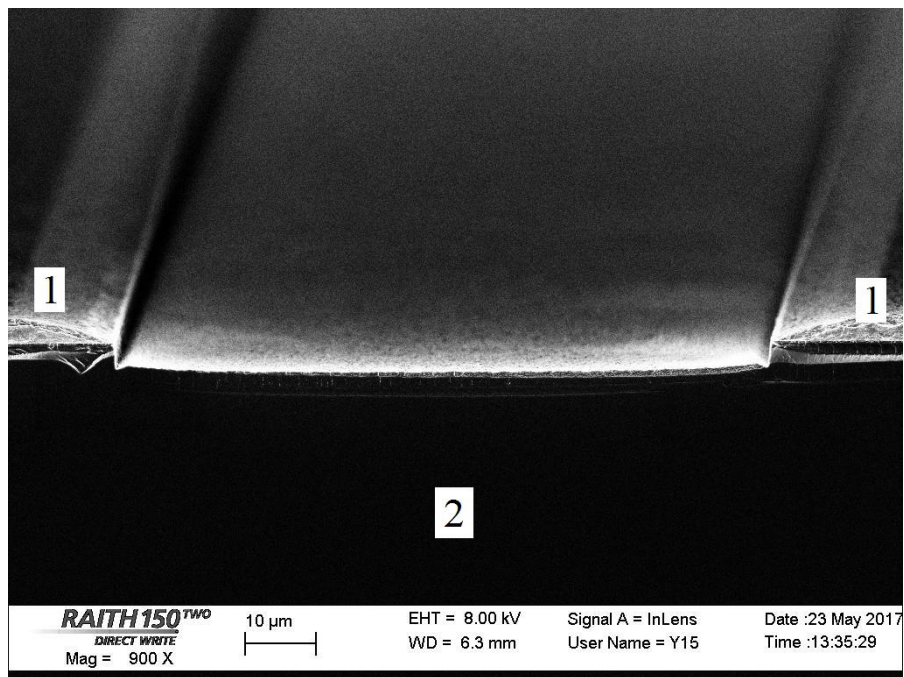


Рисунок 5.15 – Изображение скола кристалла в области изолирующей дорожки на обратной стороне: 1 – элементы топологии (контактные площадки) в слоях Au/Ni металлизации обратной стороны; 2 – полуизолирующая подложка GaAs

Результаты исследований электрической изоляции, частично приведенные на рисунке 5.15, позволили сделать следующие выводы:

1) между элементами топологии на обратной стороне кристалла МИС формируется качественная электрическая изоляция: сопротивление между площадками тестовых элементов составляет более 60 МОм в диапазоне напряжений от 0 до 50 В; пробивное напряжение составляет более 100 В;

2) использованный метод изоляции элементов топологии на обратной стороне кристалла МИС обеспечивает хорошую воспроизводимость ВАХ

тестовых элементов в пределах площади одной пластины, а также удовлетворительную воспроизводимость характеристик от пластины к пластине.

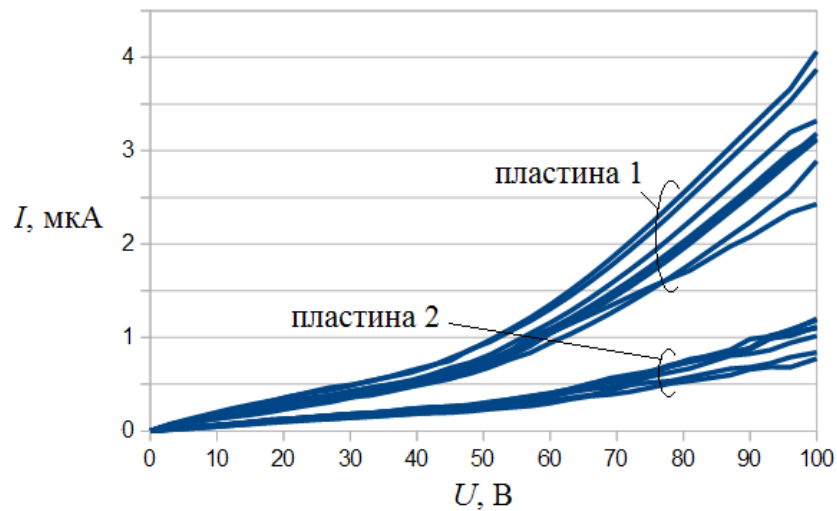


Рисунок 5.16 – Результаты измерений ВАХ тестовых элементов для двух последовательно изготовленных пластин GaAs

5.2.2 Разработка и оптимизация топологии согласующих элементов посадочного места платы и согласующих элементов МИС

Разработка и оптимизация топологии согласующих элементов посадочного места платы и согласующих элементов, расположенных на лицевой стороне МИС, проводились в среде CST Microwave Studio с целью минимизации коэффициента отражения СВЧ сигнала в диапазоне частот от 0,01 до 67 ГГц.

Общий вид расчетной модели конструкции ввода-вывода СВЧ сигнала представлен на рисунке 5.17. Исследованная конструкция состояла из поликоровой (Al_2O_3) платы толщиной 1 мм с копланарным волноводом с волновым сопротивлением 50 Ом и установленного на нее GaAs кристалла, который содержал микрополосковую линию с волновым сопротивлением 50 Ом. Центральная линия копланарного волновода электрически соединялась с микрополосковой линией через сквозные металлизированные отверстия в кристалле GaAs.

Теоретическое исследование включало также создание и расчет аналогичной модели конструкции ввода-вывода СВЧ сигнала на основе проволочных соединений с целью предварительного сравнения расчетных характеристик. Результаты теоретического расчета возвратных потерь $|S_{11}|$ для моделей с различными конструкциями ввода-вывода СВЧ сигнала приведены на рисунке 5.18.

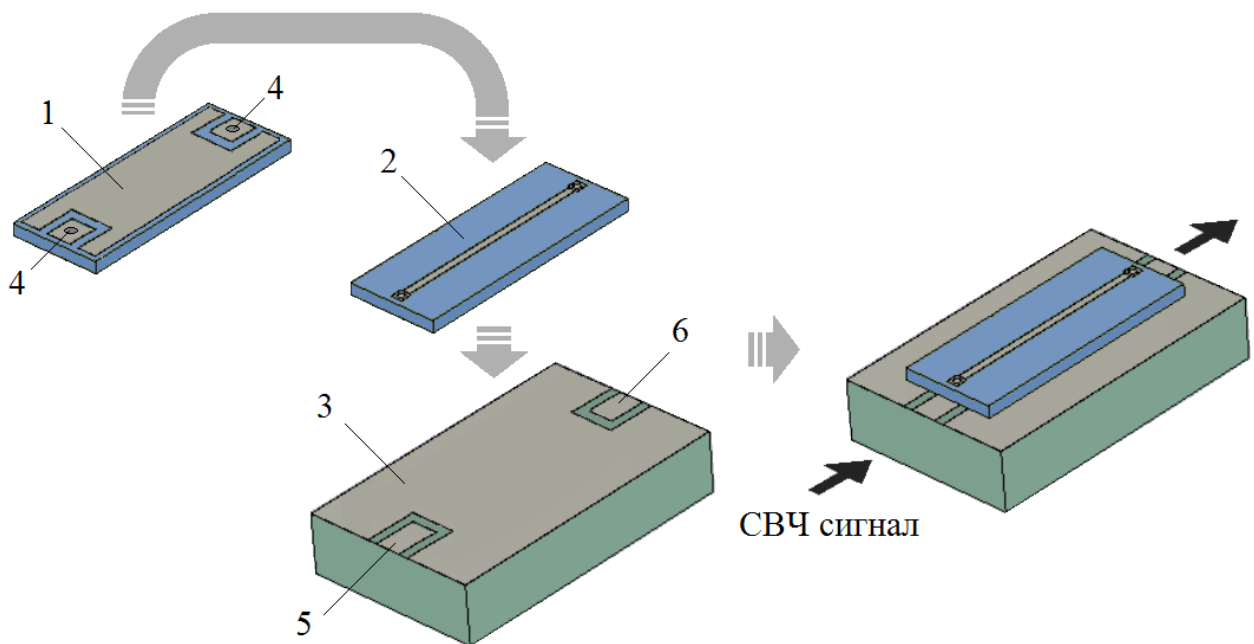


Рисунок 5.17 – Схематическое изображение конструкции ввода-вывода СВЧ сигнала МИС на основе сквозных металлизированных отверстий: 1 – обратная сторона GaAs кристалла с металлизацией; 2 – лицевая сторона GaAs кристалла с микрополосковой линией (волновое сопротивление 50 Ом); 3 – поликоровая плата с металлизацией; 4 – сквозные металлизированные отверстия; 5, 6 – входной и выходной копланарный волновод (волновое сопротивление 50 Ом)

Результаты теоретического расчета, приведенные на рисунке 5.18, показывают, что конструкция ввода-вывода СВЧ сигнала на основе сквозных металлизированных отверстий демонстрирует более низкое значение возвратных потерь $|S_{11}|$, чем конструкция на основе проволочных соединений, во всем исследованном диапазоне частот.

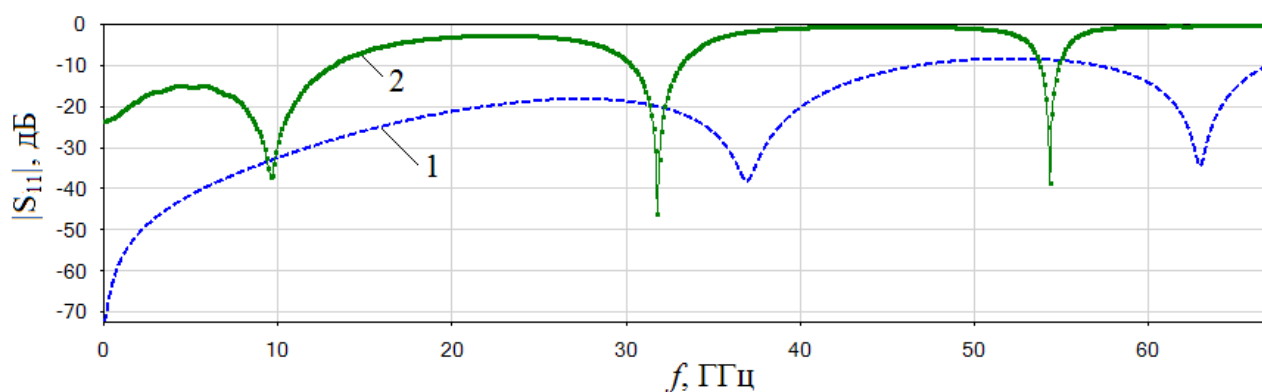


Рисунок 5.18 – Рассчитанные S -параметры для различных конструкций ввода-вывода СВЧ сигнала: 1 – на основе сквозных металлизированных отверстий; 2 – на основе проволочных соединений

Экспериментальное исследование конструкции ввода-вывода на основе сквозных металлизированных отверстий включало изготовление и электрическую характеризацию в диапазоне от 0,01 до 67 ГГц 24-х типов сборок «плата-кристалл», образованных четырьмя вариантами топологии посадочного места на плате (рисунок 5.19) и шестью вариантами топологии согласующих элементов на кристалле МИС (рисунок 5.20). Выбор вариантов топологии посадочного места на плате и топологии согласующих элементов на кристалле МИС был осуществлен таким образом, чтобы создать неоднородности как емкостного, так и индуктивного характера.

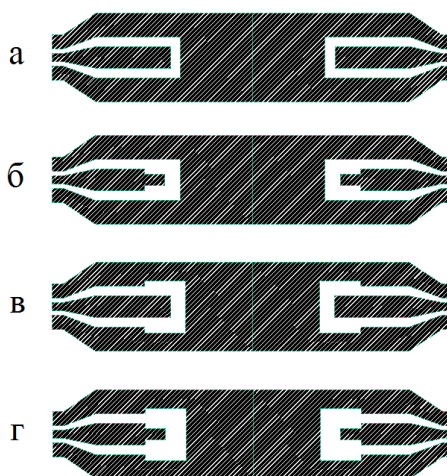


Рисунок 5.19 – Топологии тестовых посадочных мест на плате

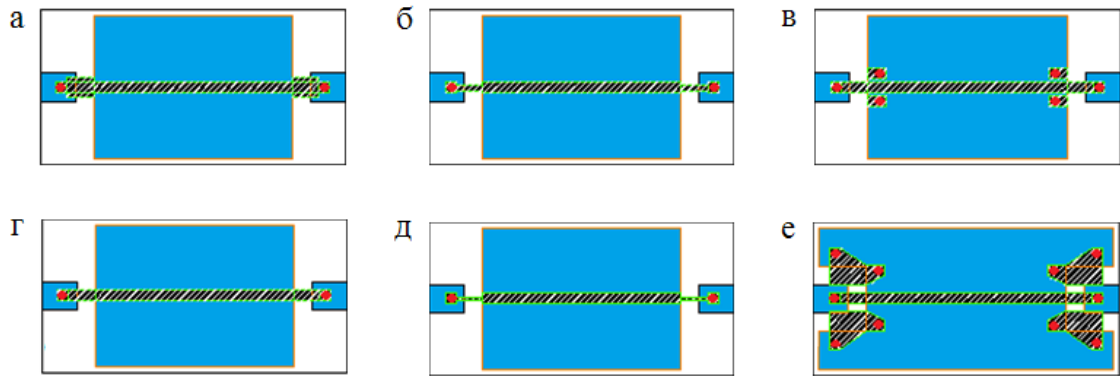


Рисунок 5.20 – Тестовые GaAs кристаллы с микрополосковой линией 50 Ом и с различной топологией согласующих элементов: синим цветом показан топологический рисунок в металлизации обратной стороны, красным цветом – сквозные металлизированные отверстия, штриховкой – топологический рисунок в металлизации лицевой стороны кристалла

Монтаж сборок «плата-кристалл» осуществлялся путем нанесения паяльной пасты на посадочное место платы, установки GaAs кристалла, нагрева сборки до 250 градусов по Цельсию и выдержки в течение 5 секунд. Пример тестовой сборки после монтажа приведен на рисунке 5.21.

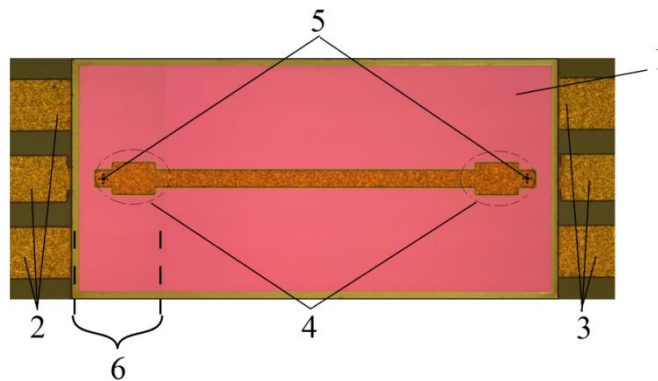


Рисунок 5.21 – Микроскопическое изображение тестовой сборки после монтажа (размеры кристалла – 2 мм×1 мм): 1 – GaAs кристалл с микрополосковой линией; 2 – входной копланарный волновод на поликоровой подложке; 3 – выходной копланарный волновод на поликоровой подложке; 4 – согласующие элементы на GaAs кристалле; 5 – места площадок для контакта со сквозными металлизированными отверстиями; 6 – фрагмент сборки, транслируемый на МИС для практического использования

Измерения частотных характеристик S -параметров 24-х типов тестовых сборок «плата-кристалл» показали, что наименьшим коэффициентом отражения во всей исследованной полосе частот обладает сборка, состоящая из платы с топологией посадочного места, приведенной на рисунке 5.19,в, и из кристалла с топологией согласующих элементов, приведенного на рисунке 5.20,а. Измеренные частотные характеристики S -параметров данной сборки приведены на рисунках 5.22 и 5.23.

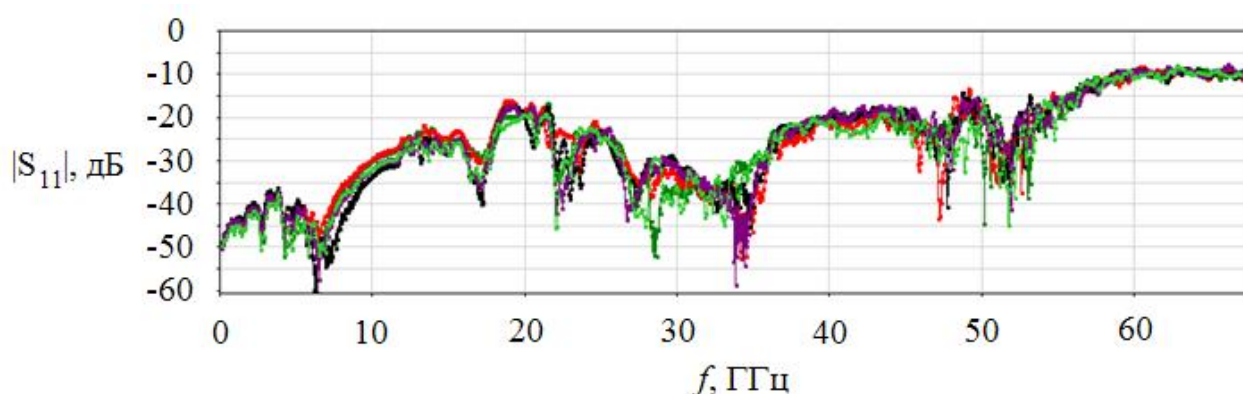


Рисунок 5.22 – Частотные характеристики $|S_{11}|$ для 8 сборок, состоящих из платы с топологией посадочного места, приведенной на рисунке 5.19,в, и из кристалла с топологией согласующих элементов, приведенной на рисунке 5.20,а

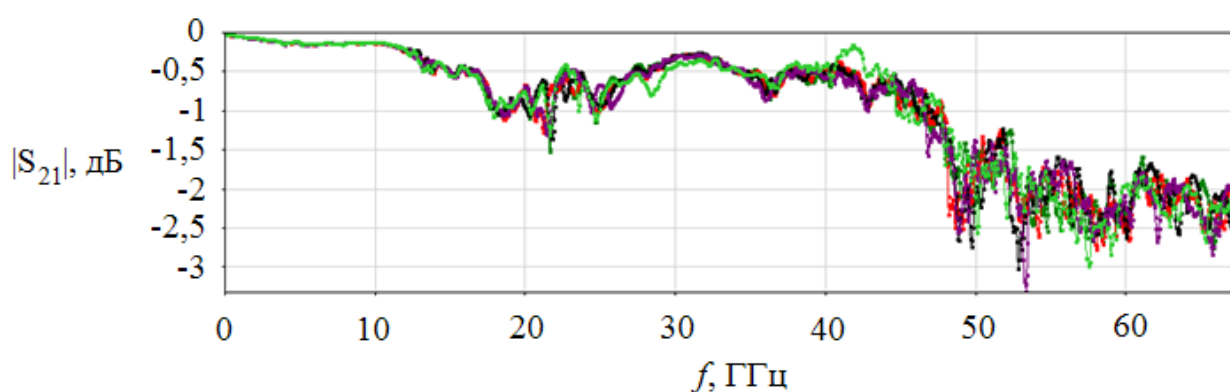


Рисунок 5.23 – Частотная характеристика $|S_{21}|$ для 8 сборок, состоящих из платы с топологией посадочного места, приведенной на рисунке 5.19,в, и из кристалла с топологией согласующих элементов, приведенной на рисунке 5.20,а

Проведенные исследования в целом и экспериментальные результаты, представленные на рисунках 5.22 и 5.23, позволили сделать следующие выводы:

1) применение оптимизированной конструкции ввода-вывода СВЧ сигнала на основе сквозных металлизированных отверстий позволяет получать переход с величиной $|S_{11}|$, не превышающей минус 15 дБ в диапазоне частот от 0,01 до 56 ГГц;

2) при использовании конструкции ввода-вывода СВЧ и КВЧ сигнала на основе сквозных металлизированных отверстий наилучшие характеристики достигаются при одновременной оптимизации согласующих элементов как в топологии посадочного места на плате, так и в топологии МИС;

3) принятые топологические нормы (минимальная величина зазоров в топологии между контактными площадками обратной стороны кристалла и между контактными площадками посадочного места платы 100 мкм) и технология монтажа обеспечивают удовлетворительную повторяемость характеристик и выход годных сборок «плата-кристалл».

5.2.3 Применение оптимизированной конструкции ввода-вывода СВЧ сигнала в МИС сверхширокополосного детектора проходящей мощности

Конструкция ввода-вывода, предназначенная для транслирования на МИС, включала фрагмент 6, выделенный на рисунке 5.21.

Микроскопическое изображение тестовой сборки с МИС детектора мощности MD902 для измерения частотных характеристик S -параметров и выходного напряжения детектора приведено на рисунке 5.24.

Для сравнительного исследования характеристик полученного детектора с характеристиками детектора с вводом-выводом СВЧ сигнала на основе проволочных соединений была изготовлена сборка, приведенная на рисунке 5.25.

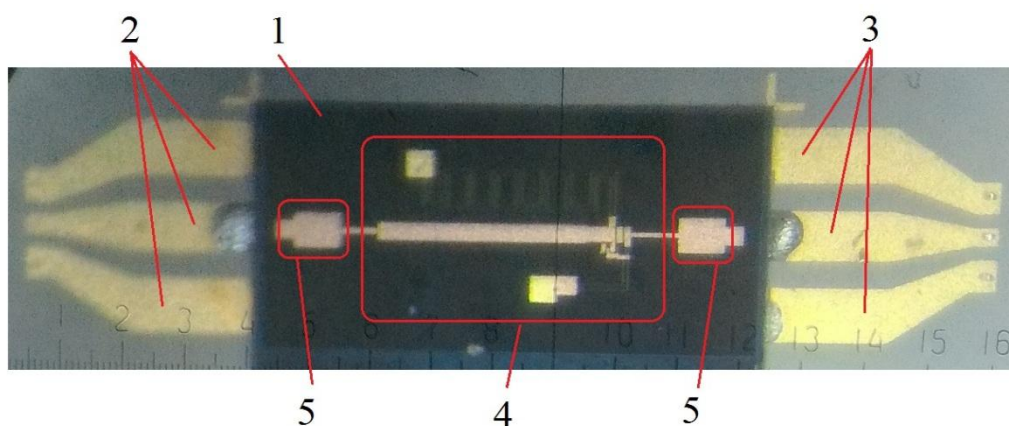


Рисунок 5.24 – Микроскопическое изображение тестовой сборки с МИС сверхширокополосного детектора проходящей мощности MD902 с интегрированным конструктивом ввода-вывода СВЧ сигнала на основе сквозных металлизированных отверстий: 1 – кристалл МИС; 2 – входной копланарный волновод на поликоровой подложке; 3 – выходной копланарный волновод на поликоровой подложке; 4 – фрагмент топологии МИС, обеспечивающий реализацию ее функционального назначения; 5 – согласующие элементы на GaAs кристалле

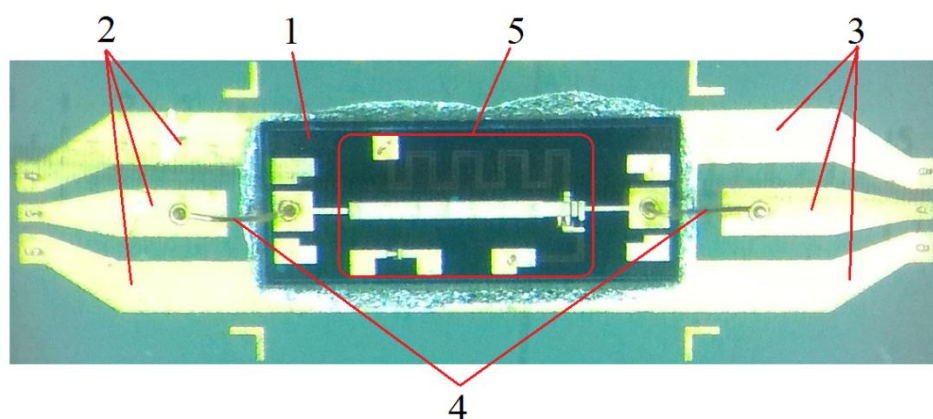


Рисунок 5.25 – Микроскопическое изображение тестовой сборки с МИС сверхширокополосного детектора проходящей мощности MD902 с вводом-выводом СВЧ сигнала на основе проволочных соединений: 1 – кристалл МИС; 2 – входной копланарный волновод на поликоровой подложке; 3 – выходной копланарный волновод на поликоровой подложке; 4 – проволочные соединения; 5 – фрагмент топологии МИС, обеспечивающий реализацию ее функционального назначения

Экспериментальные частотные характеристики S -параметров тестовых сборок «плата-кристалл» с различной конструкцией ввода-вывода СВЧ сигнала приведены на рисунках 5.26 и 5.27.

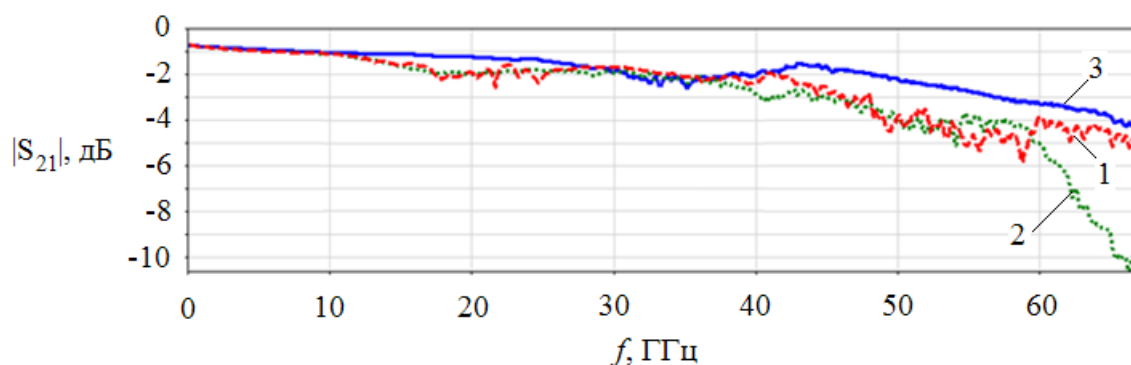


Рисунок 5.26 – Частотные характеристики возвратных потерь $|S_{11}|$ детектора проходящей мощности MD902: 1 – сборка с конструктивом ввода-вывода СВЧ сигнала на основе сквозных металлизированных отверстий; 2 – сборка с конструктивом ввода-вывода СВЧ сигнала на основе проволочных соединений; 3 – измерения S -параметров МИС на пластине

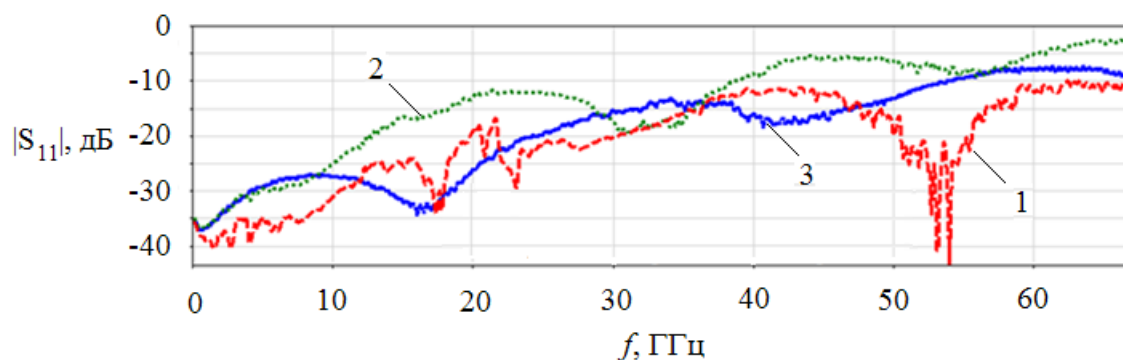


Рисунок 5.27 – Частотные характеристики коэффициента передачи по мощности $|S_{21}|$ детектора проходящей мощности MD902: 1 – сборка с конструктивом ввода-вывода СВЧ сигнала на основе сквозных металлизированных отверстий; 2 – сборка с конструктивом ввода-вывода СВЧ сигнала на основе проволочных соединений; 3 – измерения S -параметров МИС на пластине

Как видно из рисунков 5.26 и 5.27, для всех исследованных образцов с

ростом частоты возвратные потери $|S_{11}|$ детектора имеют общую тенденцию к увеличению, а коэффициент передачи $|S_{21}|$ – к снижению. Снижение $|S_{21}|$ связано с ростом потерь, связанных как с поглощением мощности, так и с отражением сигнала. Наибольшее снижение $|S_{21}|$ за счет отражения сигнала демонстрирует сборка с конструктивом ввода-вывода СВЧ сигнала на основе проволочных соединений на частотах более 60 ГГц.

Экспериментальные частотные характеристики выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ детектора MD902 при мощности СВЧ сигнала 1 мВт для тестовыхборок с различной конструкцией ввода-вывода СВЧ сигнала приведены на рисунке 5.28.

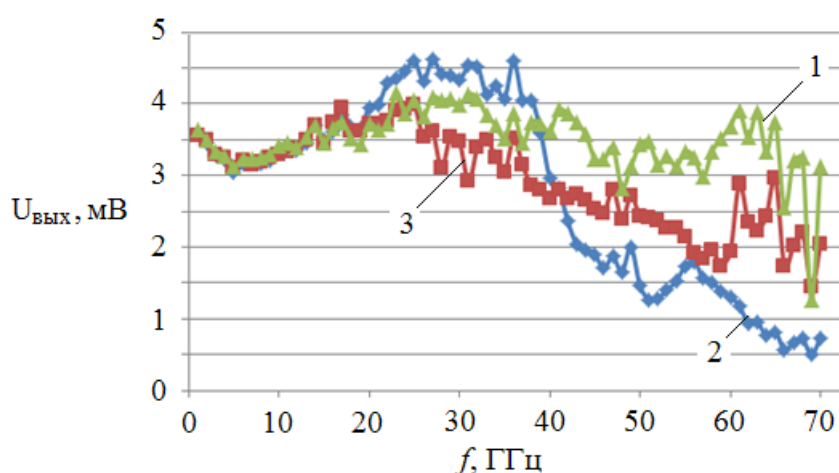


Рисунок 5.28 – Частотные характеристики выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ детектора MD902 (при мощности СВЧ сигнала 1 мВт): 1 – сборка с конструкцией ввода-вывода СВЧ сигнала на основе сквозных металлизированных отверстий; 2 – сборка с конструкцией ввода-вывода СВЧ сигнала на основе проволочных соединений; 3 – измерения S -параметров МИС на пластине

Как видно из рисунка 5.28, частотные характеристики выходного напряжения для исследованных образцов подвержены влиянию способа монтажа на частотах выше (12–15) ГГц и демонстрируют как различный характер зависимости, так и различную равномерность. Для сборки с конструктивом ввода-вывода СВЧ сигнала на основе проволочных соединений значение $U_{\text{вых}}$ в диапазоне частот от 1 до 67 ГГц находится в пределах 0,5–4,7 мВ. При этом для

сборки с конструктивом ввода-вывода СВЧ сигнала на основе сквозных металлизированных отверстий разброс $U_{\text{вых}}$ в данном частотном диапазоне составляет 2,5–4,1 мВ, что является существенно лучшим результатом даже по сравнению с аналогичной характеристикой МИС, полученной путем измерения на пластине (1,7–4,0 мВ).

Сравнение экспериментальных данных, приведенных на рисунках 5.26 – 5.28, позволяет сделать следующие выводы:

1) конструкция ввода-вывода СВЧ сигнала на основе сквозных металлизированных отверстий по сравнению с конструкцией на основе проволочных соединений обеспечивает меньшие возвратные потери $|S_{11}|$ на 6 дБ в диапазоне частот от 0,01 до 45 ГГц и на 8 дБ в диапазоне частот от 0,01 до 67 ГГц. При этом конструкция на основе проволочных соединений не позволяет эффективно использовать детектор по назначению свыше 35-40 ГГц;

2) конструкция ввода-вывода СВЧ сигнала на основе сквозных металлизированных отверстий не приводит к существенному ухудшению частотных характеристик $|S_{11}|$ детектора в виде сборки относительно характеристик детектора, измеренных на пластине, в диапазоне частот от 0,01 до 67 ГГц и, в особенности, не приводит к существенной деградации характеристик свыше 60 ГГц;

3) сборка с конструкцией ввода-вывода СВЧ сигнала на основе сквозных металлизированных отверстий демонстрирует более высокую равномерность частотной характеристики выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ (разброс значений составляет 1,6 мВ) по сравнению с конструктивом на основе проволочных соединений (разброс значений составляет 4,2 мВ) в диапазоне частот от 0,01 до 67 ГГц, а также не уступает по равномерности данной характеристики МИС, характеристики которых получены путем измерения на пластине (разброс значений составляет 2,3 мВ).

На рисунке 5.29 приведен пример применения разработанной конструкции ввода-вывода сигнала для всех электрических выводов (СВЧ и низкочастотных) детектора проходящей мощности MD912B.

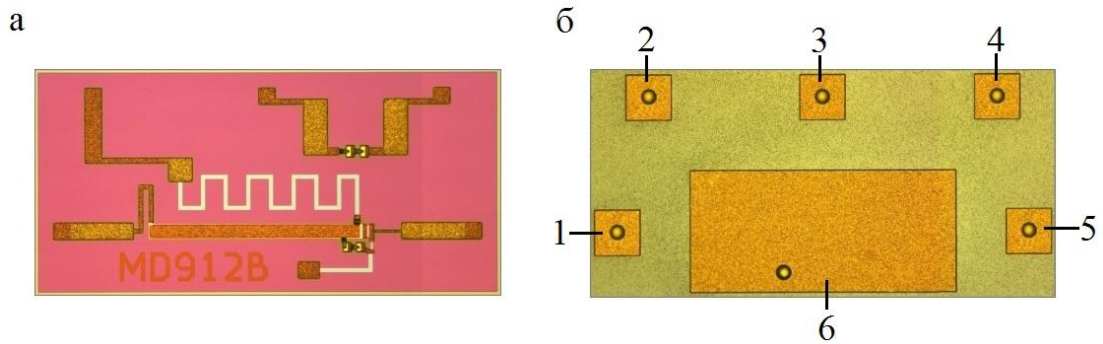


Рисунок 5.29 – Изображение лицевой (а) и обратной (б) сторон кристалла МИС MD912B. Контактные площадки МИС на обратной стороне кристалла: 1 – выход СВЧ сигнала; 2, 3 – низкочастотный выводы цепи термокомпенсации; 4 – низкочастотный вывод выходного напряжения детектора; 5 – вход СВЧ сигнала; 6 – общий контакт (экран)

5.2.5 Использование конструкции ввода-вывода сигнала на основе сквозных металлизированных отверстий в GaAs для применения в силовых GaN/Si транзисторах

Предложенная и реализованная технология изготовления МИС с выводом сигнала на обратную сторону на основе сквозных металлизированных отверстий в GaAs позволяет получить минимальные реактивные параметры конструкции ввода-вывода сигнала. Данное техническое решение становится актуальным также в современных силовых GaN/Si транзисторах, функционирующих на гораздо более низких частотах [108, 109]. Функционирование силовых GaN/Si транзисторов осуществляется на частотах преобразования до единиц мегагерц, что обуславливает высокие требования к их корпусированию. Широко используемые в настоящее время корпуса силовых кремниевых транзисторов характеризуются высокой собственной индуктивностью. Данное свойство не позволяет применять их для корпусирования кристаллов GaN/Si транзисторов по причине длительного процесса переключения, обусловленного переходными процессами.

Предложенная технология позволила реализовать оригинальное

конструктивное решение корпуса для кристаллов силовых GaN/Si транзисторов, характеризующихся низкой паразитной индуктивностью, а также высокой теплопроводностью.

Разработанное конструктивное решение представляет собой корпусированный GaN/Si силовой транзистор для поверхностного монтажа (рисунок 5.30).

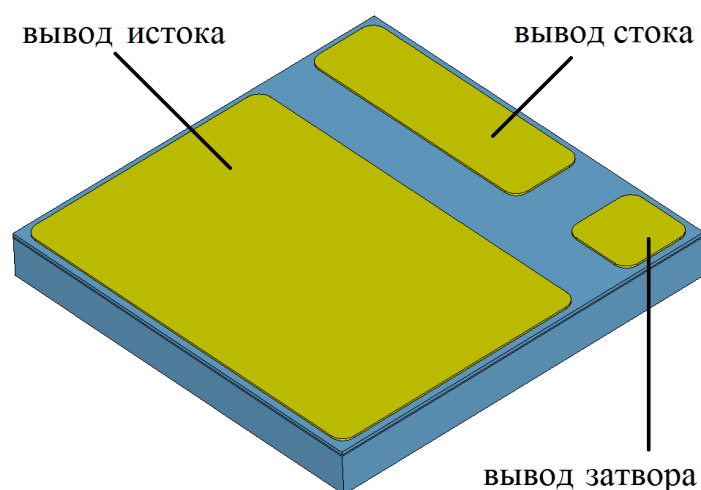


Рисунок 5.30 – Общий вид корпусированного кристалла GaN/Si транзистора (размеры корпуса 6×6×0,8 мм)

Корпус состоит из следующих конструктивных элементов (рисунок 5.31): основания 1 из полуизолирующего GaAs, в которое интегрирован кристалл транзистора 2; металлизации 3 лицевой стороны основания 1; металлизации 4 обратной стороны основания 1; крышки корпуса 5 из полуизолирующего GaAs.

Корпусирование кристалла GaN/Si транзистора осуществлялось следующим образом. На полупроводниковой подложке-основании 1 формировалось посадочное место для последующего монтажа кристалла транзистора 2. Посадка кристалла транзистора на основание осуществлялась с использованием фиксирующего компаунда. Далее на пластину-основание 1 наносился диэлектрический компаунд, в котором формировались отверстия для контактов металлизации лицевой стороны 3 и контактных площадок стока, истока и затвора GaN/Si транзистора. Далее формировался топологический рисунок в слое

металлизации 3. На верхнюю часть подложки-основания с установленным кристаллом транзистора монтировалась крышка 5 методом приклейки с применением диэлектрического компаунда. Далее выполнялось утонение подложки-основания вместе с кристаллом GaN/Si транзистора до толщины 50 мкм. На обратной стороне подложки-основания производилось формирование сквозных отверстий с последующим осаждением металлизации 4 обратной стороны подложки-основания. Далее выполнялась операция электрического разделения элементов топологии в металлизации 4. На финальной операции выполнялось разделение полученного полуфабриката на отдельные кристаллы.

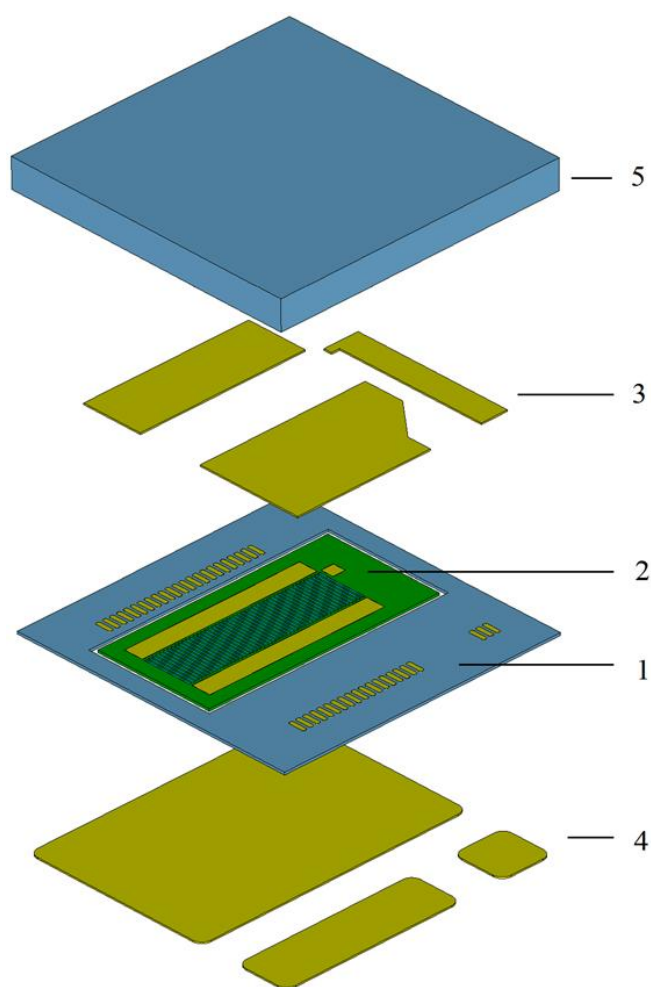


Рисунок 5.31 – Основные конструктивные элементы корпусированного транзистора: 1 – основание; 2 – кристалл транзистора; 3 – металлизация лицевой стороны основания; 4 – металлизация обратной стороны основания; 5 – крышка корпуса

Схематическое изображение корпусированного кристалла GaN/Si транзистора в разрезе приведено на рисунке 5.32.

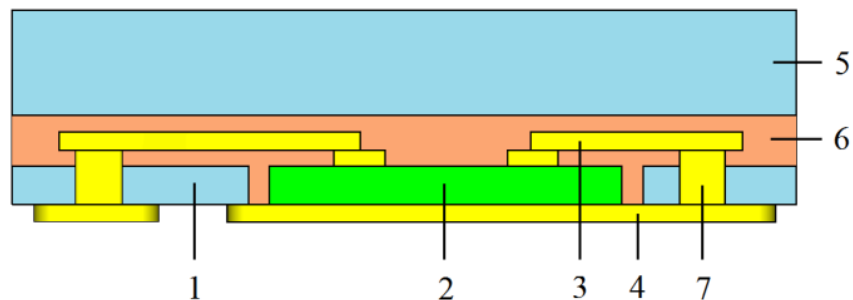


Рисунок 5.32 – Корпусированный транзистор в разрезе (не в масштабе):

1 – основание; 2 – кристалл транзистора; 3 – металлизация лицевой стороны основания; 4 – металлизация обратной стороны основания; 5 – крышка корпуса; 6 – диэлектрический компаунд; 7 – сквозное металлизированное отверстие.

5.3 Выводы

1) Изготовленные с использованием разработанной серийной технологии производства МИС на основе НДПП сверхширокополосные детекторы СВЧ мощности обладают рабочим диапазоном частот от 0,01 до 50 ГГц, динамическим диапазоном от минус 60 до плюс 20 дБм и применяются при создании различных устройств СВЧ в России и за рубежом.

2) По совокупности характеристик разработанные МИС сверхширокополосных детекторов мощности СВЧ не имеют прямых доступных аналогов в России и на зарубежном рынке, а наиболее близкие зарубежные аналоги уступают разработанным МИС по ряду характеристик.

3) Разработанная и оптимизированная конструкция ввода-вывода СВЧ сигнала на основе сквозных металлизированных отверстий позволяет существенно снизить величину отраженного сигнала при монтаже МИС в СВЧ тракт по сравнению с конструктивом на основе проволочных соединений, а также обладает преимуществами поверхностного монтажа. Например, интеграция

разработанной конструкции в МИС детектора проходящей мощности MD902, привела к снижению $|S_{11}|$ более чем на 5 дБ в большей части исследованного диапазона частот.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящей диссертационной работе проведен комплекс теоретических и экспериментальных исследований, направленных на разработку конструкции детекторного НДПП с улучшенными характеристиками на основе гетероструктур АЗВ5, разработку уточненной нелинейной СВЧ модели НДПП, а также создание на основе НДПП МИС сверхширокополосных детекторов мощности диапазонов СВЧ и КВЧ. Разработанные технологии изготовления МИС на основе гомо- и гетероструктурных НДПП позволили серийно изготавливать ряд МИС сверхширокополосных детекторов мощности с широким динамическим диапазоном функционирования, не требующих внешнего питания.

Основные научные и практические результаты, полученные в настоящей работе, можно сформулировать следующим образом.

1) Причиной высокого обратного тока НДПП на основе гомоструктуры являются малая высота встроенного треугольного потенциального барьера, а также характер изменения его формы, наблюдаемые при возрастании обратного напряжения и проявляющиеся в значительном уменьшении высоты и ширины потенциального барьера. Принципиальная конструкция разработанной полупроводниковой гетероструктуры на основе переходов GaAs/InGaAs, в которой потенциальный барьер формируется за счет комбинации гомо- и гетеропереходов, позволяет сформировать результирующий потенциальный барьер, обладающий следующими свойствами: трапецевидной формой; частичным расположением в полупроводниковой области, обогащенной свободными носителями заряда; более высокой стабильностью высоты и ширины во всем диапазоне обратного напряжения.

2) Применение разработанных гетероструктур n^+ -GaAs/ n^+ -In_{0,25}GaAs/ i -In_{0,25}GaAs/ p^+ -GaAs/ i -GaAs/ n^+ -GaAs в НДПП по сравнению с гомоструктурами n^+ -GaAs/ p^+ -GaAs/ i -GaAs/ n^+ -GaAs: обеспечивает существенное (в 3-5 раз) снижение обратного тока НДПП во всем диапазоне обратного напряжения при условии равенства площади перехода и величины потенциального барьера; позволяет

увеличить пробивное напряжение НДПП при фиксированной толщине i слоя структур по сравнению с НДПП на основе гомоструктур; не приводит к ухудшению параметров прямой ветви ВАХ НДПП, проявляющемуся в возрастании значений сопротивления потерь R_s и показателя идеальности n .

3) Предложенная и разработанная в рамках настоящей работы уточненная эквивалентная схема нелинейной модели НДПП обладает следующими принципиальными отличиями от стандартной эквивалентной схемы: линейное сопротивление в ветвях с выпрямляющими диодами, описывающими поведение НДПП при различной полярности включения, рассматривается в виде суммы двух компонент, одна из которых описывает сопротивление i слоя для соответствующей полярности включения НДПП, а вторая описывает сумму сопротивлений остальных конструктивных элементов НДПП; емкость НДПП представляется в виде единого элемента и включена параллельно с ветвями схемы, в которые входят выпрямляющие диоды, описывающие поведение НДПП при различной полярности включения, и соответствующие сопротивления i слоя.

4) Для экстракции параметров уточненной эквивалентной схемы НДПП необходимо и достаточно иметь данные в виде низкочастотных характеристик и СВЧ параметров НДПП и двух его конструктивных аналогов, в первом из которых удалены все полупроводниковые слои, расположенные на катодном контактном слое, и омический контакт анода сформирован непосредственно к катодному контактному слою полупроводника, а во втором отсутствует металлический вывод анода.

5) Различия в стандартной и уточненной эквивалентных схемах моделей НДПП приводят к существенному нарастающему расхождению расчетных частотных зависимостей КСВН и выходного напряжения детектора мощности на рабочих частотах свыше 40-50 ГГц. Использование уточненной модели НДПП приводит к получению результатов, более точно соответствующих экспериментальным измерениям, чем использование стандартной модели.

6) С использованием разработанной серийной технологии производства МИС на основе НДПП изготовлены сверхширокополосные детекторы СВЧ

мощности, обладающие рабочим диапазоном частот от 0,01 до 50 ГГц, динамическим диапазоном от минус 60 до плюс 20 дБм. Данные МИС применяются при создании различных устройств СВЧ в России и за рубежом. По совокупности характеристик разработанные МИС сверхширокополосных детекторов мощности СВЧ не имеют прямых доступных аналогов в России и на зарубежном рынке, а наиболее близкие зарубежные аналоги уступают разработанным МИС по ряду характеристик.

7) Разработанная и оптимизированная конструкция ввода-вывода СВЧ сигнала на основе сквозных металлизированных отверстий в GaAs позволяет существенно снизить величину отраженного сигнала при монтаже МИС в СВЧ тракт по сравнению с конструктивом на основе проволочных соединений, а также обладает преимуществами поверхностного монтажа. Данная конструкция ввода-вывода сигнала на основе сквозных металлизированных отверстий в GaAs также может успешно применяться на частотах менее 1 ГГц для силовых преобразовательных транзисторов, где демонстрирует преимущества минимальных реактивных параметров и возможности реализации поверхностного монтажа.

БЛАГОДАРНОСТИ

Автор выражает благодарность Кагадею Валерию Алексеевичу за общее руководство диссертационной работой, а также активное участие при обобщении и анализе представленных в работе результатов исследований; коллективу научно-производственного комплекса «Микроэлектроника» АО «НПФ «Микран», а также коллективу научно-образовательного центра «Нанотехнологии» ТУСУР за участие в изготовлении экспериментальных образцов и МИС, а также выполнении СВЧ измерений; коллективу департамента информационно-измерительных систем АО «НПФ «Микран» за активное и плодотворное сотрудничество в области разработки МИС на основе НДПП.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Faber, T. Microwave and millimeter-wave diode frequency multipliers / T. Faber. – Artech House, 1995. – 371 p.
2. Maas, S.A. Microwave mixers / S.A. Maas. – Artech House, 1993. – 379 p.
3. Maas, S.A. Nonlinear Microwave and RF Circuits / S.A. Maas. – Artech House, 2003. – 582 p.
4. Mixer and Detector Diodes. Application Note [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.skyworksinc.com/uploads/documents/200826A.pdf>, свободный (дата обращения 02.09.2017).
5. Измерение мощности на СВЧ / М.И. Билько, А.К. Томашевский, П.П. Шаров, Е.А. Баимуратов. – М.: Советское радио, 1976. – 168 с.
6. Fantom, A. Radio Frequency and Microwave Power Measurements / A. Fantom. – London, UK: Peter Peregrinus Ltd., 1990. – 278 p.
7. Keysight Technologies. Power Meters and Power Sensors. Selection Guide [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5989-7837EN.pdf?id=1633170>, свободный (дата обращения 02.09.2017).
8. Keysight Technologies. Power Meters and Power Sensors. High Performance Solutions for Peak and Average Power Measurements [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5989-6240EN.pdf>, свободный (дата обращения 02.09.2017).
9. Fast. Accurate. USB-capable. Power sensors from Rohde&Schwarz [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://cdn.rohde-schwarz.com/pws/dl_downloads/dl_common_library/dl_brochures_and_datasheets/pdf_1/Powersensors_bro_en_3606-7147-32_v0300.pdf, свободный (дата обращения 02.09.2017).
10. Измерители мощности и датчики Anritsu [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.anritsu.com/ru-RU/test-measurement/mobile-wireless->

communications/power-meters-and-sensors, свободный (дата обращения 02.09.2017).

11. Измерители мощности серии МЗМ-18, АО "НПФ "Микран" [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://download.micran.ru/kia/Manual/Library/M3M/User_Manual/%D0%9C3%D0%9C.pdf, свободный (дата обращения 02.09.2017).
12. Измерители параметров модуляции, мощности сигналов и КСВН, ЗАО ПФ "Эльвира" [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://prist.ru/produces/pdf/mfp-8000.pdf>, свободный (дата обращения 02.09.2017).
13. Старцев, А.В. Современные измерители мощности СВЧ / А.В. Старцев // Вестник метролога. – 2011. – С. 24-25.
14. Xu, K. A broad W-band detector utilizing zero-bias direct detection circuitry/ K. Xu et al. // Computational Problem-Solving (ICCP), 2011 IEEE International Conference. – 2011. – P. 190-194.
15. Schottky Barrier Diode Video Detectors. Application Note 923 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.hp.woodshot.com/hprfhelpl/4_downld/lit/diodelit/an923.pdf, свободный (дата обращения 02.09.2017).
16. Ehlers, E.R. Extending Millimeter-Wave Diode Operation to 110 GHz / E.R. Ehlers, S.W. Johnsen, D.A. Gray // Hewlett Packard Journal. – 1986. – V.37, №11. – P. 10-14.
17. Szente, P.A. Low-barrier Schottky-Diode Detectors / P.A. Szente, S. Adam, R.B. Riley // Microwave Journal. – 1976. – V.19, №2. – P. 42.
18. Sze, S. M. Physics of Semiconductor Devices / S. M. Sze, K. Ng. Kwok – John Wiley & Sons, 2007. – 815 p.
19. Shannon, J.M. Reducing the Effective Height of a Schottky Barrier Using Low-Energy Ion Implantation / J.M. Shannon // Appl. Phys. Lett. – 1974. – V.24. – P. 369.
20. Shannon, J.M. Increasing the Effective Height of a Schottky Barrier Using Low-Energy Ion Implantation / J.M. Shannon // Appl. Phys. Lett. – 1974. – V.25. – P.

75.

21. Shannon, J.M. Control of Schottky barrier height using highly doped surface layers / J.M. Shannon // Solid-State Electronics. – 1976. – V.19, №6. – P. 537-543.
22. W band ZBD. Diode Specification. Virginia diodes Inc. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://vadiodes.com/images/pdfs/Spec_Sheet_for_VDI_W_Band_ZBD.pdf, свободный (дата обращения 02.09.2017).
23. Shashkin, V. I. et al. Millimeter-wave detectors based on antenna-coupled low-barrier Schottky diodes / V.I. Shashkin et al. // International Journal of Infrared and Millimeter Waves. – 2007. – V. 28, №11. – P. 945-952.
24. Shannon, J.M. A majority-carrier camel diode / J.M. Shannon // Appl. Phys. Lett. – 1979. – V.35. – P.63.
25. Shannon, J.M. A New Majority Carrier Diode – The Camel Diode / J.M. Shannon // Japanese Journal of Applied Physics. – 1980. – V.15, №1. – P. 301-304.
26. Patent US 4410902; Oct.18, 1983. Planar doped barrier semiconductor device / R.J. Malik.
27. Malik, R.J. Performance and reliability characteristics of GaAs planar doped barrier detector diodes using carbon doped acceptor spikes grown by molecular beam epitaxy / R.J. Malik, M. Micovic, R.W. Ryan et al. // IEEE/Cornell Conference on Advanced Concepts in High Speed Semiconductors Devices & Circuits: Conf. Proc. (New York, USA, 2-4 Aug. 1993) – 1994. – P. 320-328.
28. Patent US 5329151; Jul.12, 1994. Semiconductor diode / Y. Anand, R.J. Malik.
29. Malik, R.J. Planar-doped barriers in GaAs by molecular beam epitaxy / R.J. Malik et al. // Electron Lett. – 1980. – V.16, №22. – P.836-838.
30. Van, T. V. Experimental verification of barrier height temperature dependence in GaAs planar doped barrier diodes / V. Van Tuyen, F. Nadia et al. // Electron. Lett. – 2003. – V.39, №3. – P. 324-326.

31. Vo, V.T. High voltage sensitivity GaAs planar doped barrier diodes for microwave/millimetre-wave zero-bias power detector applications / V.T. Vo, Z.R. Hu et al // Electron. Lett. – 2004. – V.40, №5. – P. 343-344.
32. Dixon, S. Subharmonic Planar Doped Barrier Mixer Conversion Loss Characteristics / S. Dixon, R. Malik // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. – 1983. – V.MTT-31, №2. – P.155-158.
33. Chen, J. W-band Beam Lead Planar Doped Barrier Subharmonic Mixer / J. Chen, D. Wong // IEEE Microwave Symposium Technical Digest. – 1985. – P.178-180.
34. Lee, T. Planar Doped Barrier Subharmonic Barrier Mixers / T. Lee, J. East, G. Haddad // Microwave and Optical Technology Letters. – 1991. – V.4, №1. – P. 53-66.
35. East, J.R. Planar Doped Barrier Devices for Subharmonic Mixers / J.R. East, T. Lee, G.I. Haddad // First International Symposium on Space Terahertz Technology. – 1991. – P.303-318.
36. Lee, T.H. The Fabrication and Performance of Planar Doped Barrier Subharmonic Mixer Diodes / T.H. Lee et al. // 4th International Symposium on Space Terahertz Technology: Conf. Proc. (1993). – 1993. – P. 500-514.
37. Lee, T.H. Planar Doped Barrier Subharmonic Mixers / T.H. Lee et al. // 3rd International Symposium on Space Terahertz Technology: Conf. Proc. (1992). – 1992. – P.616-630.
38. Lee, T.H. The Fabrication and Performance of Planar Doped Barrier Diodes as 200 GHz Subharmonically Pumped Mixers / T.H. Lee et al. // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. –1994. – V.42, №4. – P.742-749.
39. Patent US 4839709; Jun.13, 1989. Detector and mixer diode operative at zero bias voltage / M.P. Zurakowski.
40. Sassen, S. Barrier Height Engineering on GaAs THz Schottky Diodes by Means of High-Low Doping, InGaAs- and InGaP-Layers / S. Sassen et al. // IEEE Trans. on Electron Devices. – 2000. – V.47, №1. – P. 24-32.

41. Heterostructure Barrier Mixers for Terahertz Application: Report on CNES contract #714/98/CNES/7280/00 / F. Povedin et. al. – Cedex, France, 2000. – 9 p.
42. Cismaru, C. Low Turn-On Voltage Schottky Diode in InGaP/GaAs HBT/BiFET Processes / C. Cismaru, P.J. Zampardi // CS Mantech Conference: Conf. Proc. (New Orleans, USA, 13-16 May 2013). – 2013. – P.149-152.
43. Shashkin, V. I. et al. Microwave detectors based on low-barrier planar Schottky diodes and their characteristics / V.I. Shashkin et al. // Radiophysics and quantum electronics. – 2005. – V.48, №6. – P. 485-490.
44. Liu, J. Ultra-Wideband Nonlinear Modeling of W-band Schottky Diodes / J. Liu, H. Morales, T. Weller et al. // Microwave Journal. – 2012. – №9. – P. 144-148.
45. Hesler, J.L. Responsivity and Noise Measurements of Zero-Bias Schottky Diode Detectors / J.L. Hesler, T.W. Crowe // 18th Intl. Symp. Space and Terahertz Technology: Conf. Proc. (March 2007). – 2007. – P. 89-92.
46. Patent WO 2012/170151 A1; Dec.13, 2012. Heterojunction unipolar diode with low turn-on voltage / D. Sawdai, K.K. Loi, V. Radisic.
47. Suziedelis, A. Microwave Diode on the Base of Symmetrically and Asymmetrically Doped Semiconductor Heterojunction / A. Suziedelis et al. // Progress In Electromagnetics Research Symposium: Conf. Proc. (Stockholm, Sweden, 12-15 Aug. 2013). – 2013. – P. 1605-1609.
48. Chandra, A. Rectification at n-n GaAs: (Ga, Al)As heterojunctions / A. Chandra et al. // Electronic Letters. – 1979. – V.15, №3. – P. 90-91.
49. Ferro, R.J. A novel GaSb/AlSb/InAs high efficiency rectifying diode / R.J. Ferro // IEEE/Cornell Conference on Advanced Concepts in High Speed Semiconductors Devices & Circuits: Conf. Proc. (New York, USA, 2-4 Aug. 1993). – 1994. – P. 329-337.
50. Jin, N. High Sensitivity Si-Based Backward Diodes for Zero-Biased Square-Law Detection and the Effect of Post-Growth Annealing on Performance / N. Jin et al // IEEE Electron Devices Letters. – 2005. – V.26, №8. – P. 575-578.

51. CGY2870AUCH/C1 80-110 GHz Detector Diode Datasheet [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.ommic.fr/download/CGY2870AUCH_PDS_160217.pdf, свободный (дата обращения 02.09.2017).
52. Zurakowski, M.P. Diode Integrated Circuits for Millimeter-Wave Applications / M.P. Zurakowski, D.A. Figueredo, S.S. Elliott et al. // Hewlett Packard Journal. – 1986. – V.37, №11. – P. 14-21.
53. III-V Semiconductor Materials And Devices / Ed. by R.J. Malik. – Elsevier Science Publishers B.V., 1989. – 740 p.
54. Guo, F. DC and RF characteristics of MBE grown GaAs barrier diode / F. Guo et.al. // Journal of Chrystal Growth. – 2001. – №227-228. – P. 223-227.
55. Малеев, Н.А. Исследование планарно-легированных структур на основе арсенида галлия для сверхвысокочастотных диодов с объемным потенциальным барьером / Н.А. Малеев, В.В. Волков, А.Ю. Егоров и др. // Физика и техника полупроводников. – 1999. – Т.33, вып.3. – С. 346-350.
56. Maleev, N.A. Optimization of MBE-grown GaAs planar doped barrier diode structures / N.A. Maleev, A.Yu. Egorov, M.F. Kokorev et al. // 6th Int. Symp. "Nanostructures: Physics and Technology": Conf. Proc. (St. Petersburg, Russia, 22-26 Jun. 1998). –1998. – P. 297-299.
57. Dale, I. Planar doped barrier mixer and detector diodes as alternatives to Schottky diodes for both microwave and millimetre wave applications / I. Dale, A. Condie, S. Neylon, M.J. Kearney // IEEE MTT-S Digest. – 1989. – V.1 – P. 467-470.
58. Kerney, M.J. Asymmetric planar doped barrier diodes for mixer and detector applications / M.J. Kerney, M.J. Kelly, R.A. Davies et al. // Electron. Lett. – 1989. – V.25. – P. 1454-1456.
59. Dale, I. Planar doped barrier diodes offering improved burnout performance over Si and GaAs Schottky diodes / I. Dale, S. Neylon, A. Condie, M.J. Kerney // 19th Eur. Microw. Conf.: Conf. Proc. (Sep. 1989). – 1989. – P. 237-243.
60. Kerney, M.J. Temperature dependent barrier heights in bulk unipolar diodes

- leading to improved temperature stable performance / M.J. Kerney, M.J. Kelly et al. // Electron. Lett. – 1990. – V.26. – P. 671-672.
61. Юнусов, И.В. Сверхвысокочастотные низкобарьерные детекторные диоды на основе *p-n*-перехода / И.В. Юнусов, А.М. Ющенко, А.Ю. Плотникова, В.С. Арыков, А.С. Загородний // Изв. вузов. Физика. – 2012. – №9/2. – С. 294-297.
 62. Юнусов, И.В. СВЧ детекторные диоды с нулевым смещением / И.В. Юнусов, А.М. Ющенко, В.С. Арыков // X научно-техническая конференция молодых специалистов «Пульсар-2011»: материалы конф. (Дубна, Россия, 12-14 окт. 2011 г.). – 2011. – С. 64-66.
 63. Kerney, M.J. GaAs Planar Doped Barrier Diodes for Millimetre-Wave Detector Applications / M.J. Kerney, A. Condie, I. Dale // Electronic Letters. – 1991. – V.27. – P.721-728.
 64. Anand, Y. Millimeter Wave Planar Doped Barrier Detector Diodes / Y. Anand, J. Hillson et al. // 2nd Int. Symp. On Space Terahertz Technology: Conf. Proc. – 1991. – P. 340-352.
 65. HSCH-9161 HSCH-9162 GaAs Detector Diode. Data Sheet [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5989-6228EN.pdf?id=2313149>, свободный (дата обращения 02.09.2017)
 66. Fundamentals of RF and Microwave Power Measurements. Application Note 1449-2 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.keysight.com/main/gated.jsp?lb=1&gatedId=272277&cc=RU&lc=rus&parentContId=272209&parentContType=ed&parentNid=-35176.0.00&fileType=VIEWABLE>, свободный (дата обращения 02.09.2017).
 67. Hu, Z. High Tangential Signal Sensitivity GaAs Planar Doped Barrier Diodes for Microwave/Millimeter-Wave Power Detector Applications / Z. Hu, V. T. Vo, A. A. Rezazadeh // IEEE Microwave and Wireless Comp. Letters. – 2005. – V.15, №3. – P. 150-152.
 68. Zagorodny, A.S. Modeling and Application of Microwave Detector Diodes /

- A.S. Zagorodny, A.V. Drozdov, N.N. Voronin, I.V. Yunusov // 14th International conference and seminar of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices (EDM-2013): Conference Proceedings (Erlagol, Russia, 01-05 July 2013). – 2013. – P. 96-99.
69. Vo, V.T. Optimization and Realization of Planar Isolated GaAs Zero-Biased Planar Doped Barrier Diodes for Microwave/Millimeter-Wave Power Detectors/Sensors / V.T. Vo et.al. // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. – 2006. – V.54, №11. – P. 3836-3842.
 70. Delisle, J.J. A closer Look at RF Power Measurements / J.J. Delisle // Microwaves & RF. – Dec. 2014. – P.44-46.
 71. Фуско, В. СВЧ цепи. Анализ и автоматизированное проектирование / под. ред. В.И. Вольмана. – М.: Радио и связь, 1990. – 288 с.
 72. Комков, А. Кристалл-корпус-печатная плата: проектирование соединений / А. Комков, Г. Хренов // Электроника: наука, технология, бизнес. – 2005. – №7. – С. 84-88.
 73. Викулов, И. Корпусирование СВЧ-микросхем на пластине: технология, преимущества, результаты / И. Викулов // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. – 2009. – Т.3. – С. 74-79.
 74. Ingram, B. WaferCap-packaged Amplifiers Drive Innovation into RF Designs / B. Ingram // Microwave Journal. – 2008. – V.51, №12. – P. 114-118.
 75. Правосудов, П. Повышение эффективности радиочастотных устройств VMMK путем уменьшения паразитной индуктивности и емкости / П. Правосудов, О. Дорожкина // Беспроводные технологии. – 2011. – № 1. – С. 30-32.
 76. Avago RF VMMK Devices Improve Performance by Reducing Parasitic Inductance and Capacitance. White Paper [Электронный ресурс]. – Режим доступа: www.avagotech.com/docs/AV02-2436EN?WR.mc_id=Eeweb_2013, свободный (дата обращения 02.09.2017).
 77. Тихомиров, П. Система Sentaurus TCAD компании Synopsis. Новое

- поколение приборно-технологических САПР / П. Тихомиров, П. Пфеффли, М. Зорзи // Электроника: наука, технология, бизнес. – 2006. – №7. – С. 89-95.
78. Глушко, А.А. Приборно-технологическое моделирование в системе TCAD Sentauros: учебно-методическое пособие / А.А. Глушко. М.: МГТУ им. Баумана, 2015. – 64 с.
 79. Зыков, Д.Д. Проектирование и технология электронной компонентной базы. Основы САПР Synopsys TCAD: учебное пособие [Электронный ресурс] / Д.Д. Зыков. – Томск: ТУСУР, 2012. – 76 с. – Режим доступа: <https://edu.tusur.ru/publications/4734>.
 80. Разевиг, В.Д. Проектирование СВЧ-устройств с помощью Microwave Office / В.Д. Разевиг, Ю. Потапов, А.А. Курушин. – М.: Солон, 2003. – 496 с.
 81. Курушин, А.А. Проектирование СВЧ устройств в среде CST Microwave Studio / А.А. Курушин, А.Н. Пластиков. – М.: Издательство МЭИ, 2011. – 155 с.
 82. Baca, A.G. Fabrication of GaAs devices / A.G. Baca. – Sandia National Laboratories, USA, 2005. – 350 p.
 83. Williams, R. Modern GaAs Processing Methods / R. Williams. – Artech House, 1990. – 437 p.
 84. Yen, H. A physical de-embedding method for silicon-based device applications / H. Yen, T. Yeh, S. Liu // PIERS Online. – 2009. – V.5, №4. – P. 301-305.
 85. Диоды полупроводниковые. Термины, определения и буквенные обозначения параметров: ГОСТ 25529-1982. – Введ. 1984-01-01. – М.: Изд-во стандартов, 1987. – 45 с.
 86. Vurgaftman, I. Band parameters for III-V compound semiconductors and their alloys / I. Vurgaftman, J.R. Meyer // Journal of Applied Physics. – 2001. – V.89. – №11. – P. 5815-5875.
 87. Юнусов, И.В. Гетеропереходные низкобарьерные GaAs-диоды с улучшенной обратной вольт-амперной характеристикой / И.В. Юнусов,

- В.А. Кагадей, А.Ю. Фазлеева, В.С. Арыков // Физика и техника полупроводников. – 2016. – Т. 50, № 8. – С. 1123-1127.
88. Полупроводниковый диод: пат. 2561779 Рос. Федерация: МПК H01L 29/201 H01L 29/45 H01L 29/861 / Юнусов И.В., Арыков В.С., Ющенко А.М., Плотникова А.Ю.; заявитель и патентообладатель АО «НПФ «Микран». – №2014124774; заявл. 17.06.14; опубл. 05.08.15.
 89. Юнусов, И.В. Нелинейная СВЧ модель низкобарьерного диода на основе полупроводниковых переходов / И.В. Юнусов, В.А. Кагадей, А.Ю. Фазлеева, В.С. Арыков // Микроэлектроника. – 2016. – Т. 45, № 3. – С. 208-216.
 90. The Zero Bias Schottky Detector Diode. Application Note 969 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://docs.broadcom.com/docs/5963-0951E>, свободный (дата обращения 02.09.2017).
 91. Доценко, В.В. Разработка и изготовление СВЧ монолитных интегральных схем на основе GaAs / В.В. Доценко, С.В. Ишуткин, Д.С. Хохол, И.В.Юнусов // Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем «СВЧ-2012»: материалы конф. (Омск, Россия, 10-13 окт. 2012 г.). – 2012. – С. 54-64.
 92. Арыков, В.С. Технологии мелкосерийного производства GaAs СВЧ монолитных интегральных схем / В.С. Арыков, Л.Э. Великовский, С.В. Ишуткин, С.В. Романенко, Е.В. Шестериков, И.В. Юнусов // Электронная техника. Серия 1. СВЧ-техника. – 2013. – Том 519, №4. – С. 130–135.
 93. Юнусов, И.В. МИС детекторов СВЧ мощности на основе GaAs низкобарьерных диодов / И.В. Юнусов, А.С. Загородний, Н.Н. Воронин, В.А. Гуцин, А.Ю. Плотникова // Изв. вузов. Физика. – 2013. – №8/3.– С. 102-106.
 94. Юнусов, И.В. Применение низкобарьерных диодов для создания МИС смесителей СВЧ / И.В. Юнусов, Д.С. Хохол, А.Ю. Плотникова // Изв. вузов. Физика. – 2013. – №8/3.– С. 132-135.

95. Загородний, А.С. Монолитные интегральные схемы детекторов мощности СВЧ сигнала на основе низкобарьерных диодов / А.С. Загородний, И.В. Юнусов, Н.Н. Воронин, В.А. Гушин, А.Ю. Плотникова // XII научно-техническая конференция «Твердотельная электроника. Сложные функциональные блоки РЭА», Москва: материалы конф. (Москва, 24-25 окт. 2013 г.). – 2013. – С.127-130.
96. Воронин Н.Н. МИС сверхширокополосных детекторов мощности с динамическим диапазоном 70 дБ / Н.Н. Воронин, А.С. Загородний, Г.Г. Гошин, И.В. Юнусов, В.А. Гушин // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии (КрыМиКо' 2014): материалы конф. (Севастополь, 07-13 сент. 2014 г.). – 2014. – С. 77-78.
97. Загородний, А.С. Сверхширокополосные детекторы проходящей мощности / А.С. Загородний, Н.Н. Воронин, Г.Г. Гошин, И.В. Юнусов, В.А. Гушин // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии (КрыМиКо' 2014): материалы конф. (Севастополь, 07-13 сент. 2014 г.). – 2014. – С. 87-88.
98. Zagorodny, A.S. Ultrawideband power detector GaAs MMIC's / A.S. Zagorodny, N.N. Voronin, I.V. Yunusov, V.A. Gushchin // XV International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM 2014): Conference Proceedings (Erlagol, Russia, 30 June -4 July, 2014). – 2014. – P.164-166.
99. Zagorodny, A.S. Ultra wideband directional and unidirectional power detectors / A.S. Zagorodny, A.V. Drozdov, N.N. Voronin, I.V. Yunusov // 16th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM-2015): Conference Proceedings (Erlagol, Russia, 29 June -3 July, 2015). – 2015. – P. 126-129.
100. Zagorodny, A. 0.01-50 GHz power detector MMICs / A. Zagorodny, I. Yunusov, N. Drobotun, A. Drozdov, N. Voronin // 2015 IEEE 15th Mediterranean Microwave Symposium (MMS): Conference Proceedings (Lecce, Italy, 30 Nov -2 Dec, 2015). – 2015. – P. 1-4.

101. Свидетельство о государственной регистрации топологии интегральной микросхемы №2014630031 «MD902» / Н.Н. Воронин, А.С. Загородний, В.А. Гушин, И.В. Юнусов, 2014 г.
102. Свидетельство о государственной регистрации топологии интегральной микросхемы №2014630030 «MD903» / Н.Н. Воронин, А. С.Загородний, В.А. Гушин, И.В. Юнусов, 2014 г.
103. Свидетельство о государственной регистрации топологии интегральной микросхемы №20146300104 «MD904» / Н.Н. Воронин, А.С. Загородний, В.А. Гушин, И.В. Юнусов, 2014 г.
104. Свидетельство о государственной регистрации топологии интегральной микросхемы №20146300105 «MD905» / Н.Н. Воронин, А.С. Загородний, В.А. Гушин, И.В. Юнусов, 2014 г.
105. Загородний, А.С. Измерители мощности сигналов СВЧ и КВЧ диапазонов на основе диодных детекторов: дисс. ... канд. техн. наук : 05.12.07 / Загородний Андрей Сергеевич. – Томск, 2014. – 120 с.
106. Смирнов, В.С. Сверхширокополосный ввод/вывод сигнала СВЧ и КВЧ монолитных интегральных схем с использованием сквозных металлизированных отверстий / В.С. Смирнов, науч.рук. И.В. Юнусов // Материалы международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых. Научная сессия ТУСУР-2017. – 2017 – №2. – С. 133-136.
107. Смирнов, В.С. Сверхширокополосный ввод-вывод сигнала МИС СВЧ с применением сквозных металлизированных отверстий: дисс. ... магистра : 11.04.04 / Смирнов Вячеслав Сергеевич. – Томск, 2017. – 86 с.
108. Ерофеев, Е.В. Снижение паразитной индуктивности внутренних межсоединений в корпусированных силовых гетероструктурных GaN транзисторах для ВЧ импульсных преобразователей / Е.В. Ерофеев, И.В. Юнусов, М.В. Степаненко, С.В. Маморцев // XIII международная научно-практическая конференция «Электронные средства и системы

управления»: материалы конф. (Томск, 21 ноября – 1 декабря 2017 г.). – 2017.

109. Tomashevich A. Appraisal of role of thermoplastic deformation in degradation process of GaN-based semiconductor heterostructures / A. Tomashevich, S. Ekhanin, I. Yunusov // AIP Conference Proceedings. – 2017.

ПРИЛОЖЕНИЕ А. Патент на изобретение

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

**ПАТЕНТ**

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2561779

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЙ ДИОД

Патентообладатель(ли): *Закрытое акционерное общество "Научно-производственная фирма "Микран" (RU)*

Автор(ы): *Юнусов Игорь Владимирович (RU), Арыков Вадим Станиславович (RU), Ющенко Анастасия Михайловна (RU), Плотникова Александра Юрьевна (RU)*

Заявка № 2014124774

Приоритет изобретения 17 июня 2014 г.

Зарегистрировано в Государственном реестре изобретений Российской Федерации 05 августа 2015 г.

Срок действия патента истекает 17 июня 2034 г.

Заместитель руководителя Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Л.Л. Кирий



ПРИЛОЖЕНИЕ Б. Акт внедрения



Акционерное общество
«Научно-производственная фирма «Микран»
(АО «НПФ «Микран»)
пр-т Кирова, 51д, г. Томск, Россия, 634041
+7 3822 90-00-29 | +7 3822 42-36-15 факс
mic@micran.ru | www.micran.ru

ОКПО 24627413 | ОГРН 1087017011113
код по ОКОНХ 14760; 80400; 95300
ИНН/КПП 7017211757/701701001
Расчетный счет № 40702810964010121550
в Томском отделении
№ 8616 Сбербанка России ПАО,
к/с 30101810800000000606

Генеральный директор

АО «НПФ «Микран»

 Дотенко В.В.
18 сентября 2017 г.



АКТ ВНЕДРЕНИЯ

результатов диссертационной работы

«Разработка и исследование сверхвысокочастотных гетероструктурных GaAs
низкобарьерных диодов и монокристаллических интегральных схем на их основе»
на соискание ученой степени кандидата технических наук
по специальности 01.04.04 – «Физическая электроника»
начальника конструкторско-технологического отдела НПФ «Микроэлектроника»
АО «НПФ «Микран», аспиранта кафедры физической электроники ТУСУРа
Юнусова Игоря Владимировича

Настоящий Акт составлен в том, что результаты диссертационной работы И.В. Юнусова внедрены на предприятии АО «НПФ «Микран». И.В. Юнусов является разработчиком конструкции и технологии изготовления низкобарьерных диодов на основе GaAs гомо- и гетероэпитаксиальных структур, используемых для серийного производства монокристаллических интегральных схем детекторов мощности СВЧ сигнала.

Разработаны и освоены в производстве дискретные диоды типа НДПП «ЗВ-27» и «ЗВ-28», а также монокристаллические интегральные схемы детекторов поглощаемой и проходящей мощности «MD901»...«MD911», применяемые в серийно выпускаемой АО «НПФ «Микран» СВЧ контрольно-измерительной аппаратуре: скалярные анализаторы цепей «Р2М-04», «Р2М-18», «Р2М-40»; измеритель мощности СВЧ сигнала «МЗМ-18»; детектор «Д42-20»; генераторы СВЧ сигнала «Г7М-20», «Г7М-40».

Заместитель генерального директора
по производству



Ю.М. Курило